

SPIM

Thèse de Doctorat



école doctorale sciences pour l'ingénieur et microtechniques
UNIVERSITÉ DE BOURGOGNE

Système d'Annulation d'Écho pour Répéteur Iso-fréquence

Contribution à l'Élaboration d'un Répéteur Numérique de
Nouvelle Génération



AMAR ZEHER



SPIM

Thèse de Doctorat



école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**
UNIVERSITÉ DE BOURGOGNE

N° . . .

THÈSE présentée par

AMAR ZEHER

pour obtenir le

Grade de Docteur de
l'Université de Bourgogne

Discipline : **Instrumentation et Informatique de l'Image**

Spécialité : ***Traitement du signal, électronique et télécommunication***

Système d'Annulation d'Écho pour Répéteur Iso-fréquence

Contribution à l'Élaboration d'un Répéteur Numérique de Nouvelle
Génération

Unité de Recherche :
Laboratoire LE2I

Soutenue à huis clos le 17 Novembre 2014 devant le Jury composé de :

IYAD DAYOUB	Rapporteur	Professeur à l'Université de Valenciennes
SERGE DOS SANTOS	Rapporteur	Maître de conférences HDR à l'INSA Centre Val de Loire
TAN PHU VUONG	Examineur	Professeur à l'INP Grenoble
EL-BAY BOURENNANE	Examineur	Professeur à l'Université de Bourgogne
SERGE NGUETCHO	Examineur	Chargé de cours l'Université Maroua Cameroun
STÉPHANE BINCZAK	Directeur	Professeur à l'Université de Bourgogne
JEAN-MARIE BILBAULT	Co-directeur	Professeur à l'Université de Bourgogne
JÉRÔME JOLI	Encadrant	Chef de projet industriel
PHILIPPE CORBEL	Invité	Directeur technique de l'entreprise partenaire

*"... Ever tried. Ever failed. No matter. Try again. Fail again. Fail better."**

*. SAMUEL BECKETT

REMERCIEMENTS

Dans ce cadre montagneux des Pyrénées Orientales, je ne peux m'empêcher de comparer ce parcours de doctorat à une longue et périlleuse course de montagne où résistance, endurance, et gestion de son énergie "finie" s'entremêlent. Les chemins étaient escarpés, les pentes raides et les falaises plongeantes, ..., et finalement : c'est l'arrivée ! Enfin pas tout à fait ; car me voilà confronté à la dernière étape de cette course, qui est l'ardu exercice des remerciements. Non qu'exprimer ma gratitude envers ceux en qui, de près ou de loin, j'ai trouvé soutien me soit étrange, bien au contraire, la difficulté réside plutôt dans le fait de n'oublier personne. C'est pourquoi, je remercie en premier ceux dont le nom n'apparaît pas dans cette page.

J'adresse mes plus respectueux remerciements à Messieurs Iyad Dayoub et Serge Dos Santos pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. Je leur suis très reconnaissant du temps qu'ils ont consacré à l'évaluation de ce travail.

Je souhaite ici rendre hommage et exprimer ma profonde gratitude au professeur directeur de thèse Stéphane Binczak pour m'avoir fait confiance et offert l'opportunité de réaliser ce projet de doctorat qui me tenait tant à cœur. Également, à Philippe Corbel d'avoir accepté ce projet de thèse industrielle au sein de son entreprise, et de m'avoir soutenu au-delà de mon travail scientifique et technique.

Je remercie tout particulièrement le professeur Jean-Marie Bilbault co-directeur de thèse, que j'ai eu la joie de connaître depuis ma première année universitaire, pour ses précieux conseils, son infaillible soutien, sa patience et son temps consacré aux nombreuses corrections et critiques bien constructives.

Merci à Messieurs El-Bay Bourennane, Tan Phu Vuong et Aurélien Serge Tchakoutio Nguetcho d'avoir accepté de faire partie du jury de cette thèse.

L'encadrement de ce projet au sein de l'entreprise partenaire a été pris en charge par Jérôme Joli, que je remercie de m'avoir aidé sur de nombreux aspects techniques et administratifs.

Cette thèse présente de nombreuses expérimentations et mesures pratiques, qui n'auraient pu être réalisées sans l'aide précieuse de toute l'équipe du bureau des études de l'entreprise partenaire et tout particulièrement : Olivier Deblock, Christian Vandrisse, Bruno Deprez et Fabrice Lunot, merci à eux ainsi qu'à tous les autres collègues avec qui j'ai partagé d'agréables moments, en aiguisant mon goût pour les défis et le dépassement de soi. Viennent ensuite les stagiaires que j'ai encadrés avec satisfaction durant ces années de thèse : Bedoud Monder, Gnimdou Awili, Abbas Haddad et Kamel Djebbara.

Une autre salve de remerciements va à toute l'équipe des docteurs et doctorants, que j'ai eu le plaisir de côtoyer lors de mes nombreux déplacements au Laboratoire LE2I (Laboratoire Électronique, Informatique et Image) à Dijon, pour leurs enrichissantes discussions et leur inusable bonne humeur, un clin d'oeil à Maxime Bordet, Rachid Behdad,

Roland Alima, Maxime Yochum et Nicolat Navoret.

Merci à mon ami et ancien enseignant Achour Hambli pour tous ses encouragements et précieux conseils.

Je termine par une profonde pensée à mes parents, ma famille et mes tous mes amis pour le soutien qui m'ont apporté tout au long de la préparation de cette thèse.

AVANT-PROPOS

C E travail de recherche scientifique et de développement industriel est l'aboutissement d'un projet CIFRE (**C**onvention **I**ndustrielle de **F**ormation par la **R**echerche) ; un contrat de partenariat signé, d'une part par l'entreprise partenaire, située à Prades dans le département des Pyrénées-Orientales, et d'autre part par le Laboratoire LE2I de l'Université de Bourgogne, situé à Dijon dans le département de la Côte d'Or.

Ce projet a été cofinancé par l'ANRT (**A**ssociation **N**ationale de la **R**echerche et de la **T**echnologie) et l'entreprise partenaire afin de répondre aux besoins formulés par celle-ci, à savoir l'étude du phénomène de l'écho radio-fréquence au sein d'un répéteur, le développement d'une solution d'annulation des échos concrète et directement applicable par l'implantation d'un algorithme du traitement du signal avancé. Malgré les contraintes industrielles favorisant l'aspect pratique à la théorie, il s'agit réellement d'un travail de recherche puisqu'il fallait comprendre et modéliser un phénomène naturel qui est le bouclage radio-fréquence pour mieux s'orienter vers des solutions à la fois fiables et réalisables.

Les responsables scientifiques et industriels de ce projet ont su me laisser la liberté nécessaire pour la recherche et l'innovation d'une part, et protéger une partie des travaux réalisés contre la divulgation ou l'exploitation par des tierces parties d'autre part.

SOMMAIRE

Remerciements	v
Avant-propos	vii
Sommaire	ix
Acronymes	xiii
Introduction générale	1
1 Introduction	7
1.1 L'interface radio	11
1.2 Les répéteurs	29
1.3 Contexte de l'annulation d'écho	36
2 Caractérisation de l'écho radio-fréquence	43
2.1 Étude théorique	48
2.2 Simulateur d'écho	63
2.3 Banc de test	73
2.4 Les effets des échos sur la liaison radio	81
3 Annulation d'échos par filtrage adaptatif	85
3.1 Rappel du filtrage linéaire optimal	89
3.2 Algorithmes de mise-à-jour	94
3.3 Application à l'annulation d'échos	101
3.4 Simulation en temps-réel	107
3.5 Implémentation de l'anti-écho sur FPGA	115
3.6 Résultats du système d'annulation d'écho	121
4 Optimisation de la solution d'annulation d'écho	127
4.1 Détection des sauts de fréquence	133
4.2 Technique du filtrage débit-multiple	145

4.3	Simulation du filtrage débit-multiple	151
4.4	Filtrage automatique sur FPGA	155
5	Pré-distorsion des signaux	163
5.1	Pré-distorsion en amplitude	167
5.2	Filtrage multi-bande	174
5.3	Pré-distorsion en phase	178
6	Répéteur numérique de nouvelle génération	185
6.1	Analyse de l'existant	188
6.2	Évolution vers le "tout numérique"	191
6.3	Cahier des charges	191
6.4	Contrôle interne	195
6.5	Contrôle externe	197
6.6	Traitement numérique	200
6.7	Réalisation des premiers prototypes	208
7	Applications numériques	211
7.1	Mesure de la puissance par bande-opérateur	215
7.2	Réduction du facteur de crête	223
7.3	Synthèse des applications numériques	231
	Conclusion et perspectives	235
	Table des figures	239
	Liste des tables	247
	Liste des publications	249
	Bibliographie	251
	Glossaire	265

Annexes	277
A Rappels mathématiques & calculs formels	279
A.1 Rappels mathématiques	281
A.2 Calculs formels	289
B Interfaces homme-machine et simulations	295
B.1 Interfaces homme-machine et schémas SIMULINK®	297
B.2 Quelques fonctions de la librairie MATLAB®	304
C Réalisations matérielles	307
C.1 Rappel de la représentation en virgule fixe	309
C.2 Effet de la virgule fixe sur les filtres FIRs	316
C.3 De la simulation à la conception	319
C.4 Architecture des filtres FIRs	322
C.5 Conception à l'aide des outils ALTERA®	327
C.6 Le générateur : RandomHopping8cx	330
C.7 Aperçu de l'architecture du système d'annulation d'écho	331
C.8 Détection des sauts de fréquence	333
C.9 Quelques modules de la librairie VHDL	336
D Les acteurs du projet CIFRE	339
D.1 Le dispositif CIFRE	341
D.2 L'association ANRT	341
D.3 L'entreprise partenaire	342
D.4 Le laboratoire LE2I	347

ACRONYMES

3GPP	3rd Generation Partnership Project.
AAA	Algorithm-Architecture Adequation methodology.
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio.
ADC	Analog to Digital Converter.
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation.
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line.
AEC	Acoustic Echo Cancellor.
AES	Advanced Encryption Standard.
AGC	Automatic Gain Control.
AM	Amplitude Modulation.
AMPS	Advanced Mobile Phone System.
ANRT	Association Nationale de la Recherche et de la Technologie.
ARCEP	Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes.
ASK	Amplitude-Shift Keying.
AT	ATtention (commande de HAYES).
ATEX	ATmosphères EXplosibles.
ATSC	Advanced Television Systems Committee.
BER	Bit Error Rate.
BMP	BitMaP image file.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BSS	Blind Sources Separation.
BTS	Base Transceiver Station.
BWA	Broadband Wireless Access.
CAZAC	Constant Amplitude Zero AutoCorrelation.
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function.
CDMA	Code Division Multiple Access.
CIFRE	Convention Industrielle de Formation par la Recherche.
CMTS	Cable Modem Termination System.
COFDM	Code OFDM.
CSA	Conseil Supérieur de l'Audiovisuel.
CVP	Content Vectoring Protocol.
DAB	Digital Audio Broadcasting.
DAC	Digital to Analog Converter.
DC	Direct Current.
DCS	Digital Communication System.
DDR	Double Data Rate.
DFT	Discrete Fourier Transform.
DHCP	Dynamic Host Configuration Protocol.
DIM	Distorsion d'Intermodulation.
DLL	Delay Locked Loop.
DMB	Digital Multimedia Broadcasting.
DQPSK	Differential Quaternary Phase-Shift Keying.
DSP	Densité Spectrale de Puissance.

DTA	D ynamic T iming A alysis.
DTMB	D igital T errestrial M ultimedia B roadcast.
DUT	D evice U nder T est.
DVB	D igital V ideo B roadcasting.
DVB-H	D igital V ideo B roadcasting- H andheld.
DVB-S	D igital V ideo B roadcasting- S atellite.
DVB-T	D igital V ideo B roadcasting- T errestrial.
EDGE	E nhanced D ata-rates for G SM E volution.
ERE	E rreur R elative d' E stimation.
ETSI	E uropean T elecommunications S tandards I nstitute.
EVM	E rror V ector M agnitude.
FDD	F requency D ivision D uplexing.
FDMA	F requency D ivision M ultiple A ccess.
FFT	F ast F OURIER T ransform.
FIR	F inite I mpulse R esponse.
FM	F requency M odulation.
FPGA	F ield- P rogrammable G ate A rray.
FSK	F requency- S hift K eying.
GIF	G raphics I nterchange F ormat.
GMSK	G aussian M inimum S hift K eying.
GNA	G AUSS – N EWTON A lgorithm.
GPRS	G eneral P acket R adio S ervice.
GPS	G lobal P ositioning S ystem.
GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunications.
GSM-R	G SM R ailway.
GUI	G raphical U ser I nterface.
HSPA+	E volved H igh- S peed P acket A ccess.
HTTP	H ypertext T ransfer P rotocol.
IF	I ntermediate F requency.
IIR	I nfinite I mpulse R esponse.
IMT-A	I nternational M obile T elecommunications- A dvanced.
IMT2000	I nternational M obile T elecommunications 2000 .
IP	I nternet P rotocol.
IP65	I ndice de P rotection 65 .
IS-95	I nterim S tandard 95 .
ISDB	I ntegrated S ervices D igital B roadcasting.
ITU	I nternational T elecommunication U nion.
ITU-R	I nternational T elecommunications U nion R adio communications.
JPEG	J oint P hotographic E xperts G roup.
JTAG	J oint T est A ction G roup.
LAN	L ocal A rea N etwork.
LE2I	L aboratoire É lectronique, I nformatique et I mage.
LMA	L EVENBERG – M ARQUARDT A lgorithm.
LMS	L east M ean S quare.
LNA	L ow N oise A mplifier.
LO	L ocal O scillator.
LPDDR	L ow P ower DDR .
LSB	L east S ignificant B it.

LTE	L ong T erm E volution.
LTE-A	LTE - A dvanced.
LTI	L inear T ime I nvariant.
LVDS	L ow V oltage D ifferential S ignaling.
MCC	M obile C ountry C ode.
MER	M odulation E rror R atio.
MIMO	M ultiple- I ntput M ultiple- O utput.
MLAB	M emory L ogic A rray B lock.
MLS	M aximum L ength S equence.
MMCX	M icro- M iniature C oa X ial.
MMSE	M inimum M ean S quare E rror.
MNC	M obile N etwork C ode.
MoDem	M odulator- D emodulator.
MP3	M PEG-1/2 A udio L ayer 3 .
MPEG	M oving P icture E xperts G roup.
MS	M obile S tation.
MSB	M ost S ignificant B it.
MSE	M ean S quare E rror.
MSK	M inimum- S hift K eying.
NCO	N umerically C ontrolled O scillator.
NLMS	N ormalized L east M ean S quare.
NMT	N ordic M obile T elephone.
NRZ	N on- R eturn-to- Z ero.
NTT	N ippon T elegraph and T elephone.
OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing.
PAM	P ulse- A mplitude M odulation.
PAPR	P eak-to- A verage P ower R atio.
PCM	P ulse C ode M odulation.
PIC	P eripheral I nterface C ontroller.
PLL	P hase- L ocked L oop.
PM	P hase M odulation.
PNG	P ortable N etwork G raphics.
PSD	P ower S pectral D ensity.
PSK	P hase- S hift K eying.
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation.
QPSK	Q uadrature P hase- S hift K eying.
RAM	R andom A ccess M emory.
RF	R adio F requency.
RISC	R educed I nstruction S et C omputing.
RMS	R oot M ean S quare.
RNT	R adio N umérique T errestre.
RS485	R ecommended S tandard 485 .
RTL	R egister T ransfer L anguage.
RZ	R eturn-to- Z ero.
SDMA	S pace D ivision M ultiple A ccess.
SDR	S oftware D efined R adio.
SDRAM	S ynchronous D ynamic R andom A ccess M emory.
SFDR	S purious F ree D ynamic R ange.
SFN	S ingle F requency N etwork.

SFR	S ociété F rançaise de R adiotéléphone.
SISO	S ingle-Input S ingle-Output.
SMS	S hort M essage S ervice.
SNMP	S imple N etwork M anagement P rotocol.
SNR	S ignal to N oise R atio.
SPI	S erial P eripheral I nterface.
STA	S tatic T iming A nalysis.
SVD	S ingular V alue D ecomposition.
TACS	T otal A ccess C ommunication S ystem.
TCL	T ool C ommand L anguage.
TCP/IP	T ransmission C ontrol P rotocol / I nternet P rotocol.
TD-SDMA	T ime D ivision S ynchronous C ode D ivision M ultiple A ccess.
TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess.
TETRA	T Errestrial T runked R Adio.
TMA	T ower M ounted A mplifier.
TNT	T élévision N umérique T errestre.
TTM	T ime T o M arket.
UHF	U ltra H igh F requency.
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem.
USART	U niversal S ynchronous A synchronous R eceiver/ T ransmitter.
VCO	V oltage C ontrolled O scillator.
VHDL	V HSIC H ardware D escription L anguage.
VHF	V ery H igh F requency.
WAN	W ide A rea N etwork.
WAVE	W AVEforme.
WCDMA	W ideband C ode D ivision M ultiple A ccess.
WI-FI	W ireless F idelity.
WIMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A CCess.
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

SELON les chiffres de l'ARCEP (Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes), le revenu des opérateurs de communications électroniques sur le marché Français s'élève à 9.1 milliards d'euros au premier trimestre 2014. Dans ce gigantesque marché, les besoins en couverture sont permanents.

Normalement, la couverture de chaque zone géographique est assurée par un émetteur principal, dont les paramètres de transmission sont strictement réglementés. La puissance de ces émetteurs, la topographie des lieux auxquels ils sont destinés et les conditions météorologiques sont les facteurs principaux défavorisant l'efficacité d'émission de ces émetteurs, créant des zones mal desservies ou complètement hors de portée du signal.

Afin d'assurer un meilleur service dans ces zones, et pour des raisons de coût, les opérateurs de communication privilégient les solutions d'extension de la couverture du réseau principal plutôt que d'installer de nouveaux émetteurs. Pour cela, ils déploient les répéteurs dont les puissances, les fréquences et autres paramètres sont définis en fonction des besoins d'extension de couverture.

Les répéteurs peuvent être classés en plusieurs catégories selon des critères différents. Parmi ceux-ci, le critère de retransmission, à partir duquel on définit les répéteurs iso-fréquence et les répéteurs à transposition de fréquence. Le déploiement des répéteurs iso-fréquence est plus avantageux du point de vue économique et technique que celui des répéteurs à transposition de fréquence. Néanmoins, il présente l'inconvénient du couplage radio-fréquence entre antennes de transmission et de réception du répéteur en question, notamment lorsqu'il s'agit de répéteurs à forte puissance d'émission.

En effet, le support de toute télécommunication reste l'onde électromagnétique qui se propage dans toutes les directions de l'espace libre. Les antennes (émettrice et réceptrice) du répéteur étant généralement installées proche l'une de l'autre, une partie du signal émis par l'antenne émettrice est reçue par l'antenne réceptrice, engendrant un retour permanent d'une partie de la puissance émise qui va perturber le fonctionnement interne du répéteur. Ce phénomène, appelé **écho radio-fréquence**, augmente les erreurs de transmission lorsqu'il est de faible ampleur. À plus forte échelle, il provoque des oscillations de puissance pouvant aller jusqu'à la destruction de l'électronique du système ; les amplificateurs de puissance sont particulièrement vulnérables à ce phénomène.

Pour limiter le phénomène de l'écho radio-fréquence, on peut, soit augmenter l'isolation entre antennes, par l'éloignement spatial de celles-ci, soit limiter la puissance de l'écho radio-fréquence en diminuant la puissance d'émission du répéteur. Outre son efficacité limitée, la première solution est très coûteuse, car elle impose plus de ressources matérielles comme les câbles et les pylônes. Quant à la deuxième solution, elle implique la limitation de la puissance d'émission, donc de couverture, ce qui rend le répéteur inefficace, car il est justement conçu pour l'extension de la couverture.

Le traitement avancé du signal est une alternative pouvant réduire efficacement le phé-

nomène de l'écho radio-fréquence, étant donné que celui-ci est d'ores et déjà bien connu dans le domaine de l'acoustique. Effectivement, le couplage qui se produit entre les antennes du répéteur peut être considéré comme un effet LARSEN qui se crée lorsqu'un microphone se situe à proximité d'un haut-parleur. Les différences majeures entre ces deux domaines résident dans les valeurs des fréquences et les largeurs des bandes fréquentielles. Les fréquences et les largeurs de bande du domaine acoustique sont généralement de l'ordre du kilohertz, tandis que celles traitées par les répéteurs sont de l'ordre du gigahertz avec des largeurs de bande d'une dizaine, voire une centaine, de mégahertz. Le traitement numérique de tels signaux nécessite des composants de hautes performances et une série de transformations analogiques en amont et en aval du traitement numérique.

C'est dans ce secteur industriel que l'entreprise partenaire^a s'est spécialisée. Les activités de cette industrie reposent sur la recherche et le développement, l'ingénierie, l'installation et la distribution des répéteurs, ainsi que sur le service après-vente. Ses atouts permettent à cette entreprise d'avoir l'exclusivité sur de nombreux marchés, nationaux et internationaux comme la couverture de tunnels ferroviaires, des métros, des immeubles et des villages. Grâce à ses projets innovants, l'entreprise partenaire dépose régulièrement des brevets et des marques, sans omettre la publication d'articles en phase avec l'actualité scientifique.

L'écho radio-fréquence a toujours fait l'objet d'un intérêt particulier au sein du bureau des études de cette entreprise, car il implique une limite de performance des répéteurs, empêchant leurs utilisateurs de profiter d'une pleine puissance d'émission.

C'est dans ce contexte que débute ce projet de thèse industrielle, conjointement financé par l'entreprise partenaire et l'ANRT, dans le but de développer une solution optimisée d'annulation d'écho pour les répéteurs de radiocommunication. Au fur et à mesure de l'étude et du développement de cette solution, le traitement numérique du signal devint un outil incontournable permettant de surmonter beaucoup de difficultés. Plusieurs projets ont vu le jour pendant cette période de doctorat, et les plates-formes matérielles du traitement numérique ont considérablement évolué montrant de plus en plus leur efficacité par rapport aux circuits analogiques, au point d'élaborer un répéteur entièrement numérique.

Par son objectif, ce projet de thèse s'étend sur plusieurs domaines :

- **Les télécommunications** : les signaux traités par les répéteurs sont destinés aux télécommunications, principalement pour la radiodiffusion et la radiocommunication englobant plusieurs standards et modulations, ayant chacun des normes rigoureuses à respecter.
- **L'électronique radio-fréquence** : la plupart des supports de traitement numérique opèrent en bande de base ou bien en bande de fréquences intermédiaires. Or, les fréquences des signaux de télécommunication appartiennent aux domaines des très et ultra hautes fréquences. Les opérations analogiques telles que la transposition de fréquence, de filtrage et l'amplification à faible bruit impliquent des contraintes d'électronique des hautes fréquences.
- **Le traitement du signal** : après la transposition du signal radio-fréquence en bande de fréquences intermédiaires et la conversion de celui-ci en un signal numérique, toutes les opérations relèvent du domaine de traitement numérique du signal.

a. Descriptif de l'entreprise partenaire en Annexe D.

- **L'automatique** : le répéteur est un élément actif (amplification), il compose, avec le canal, un système en boucle-fermée favorisant la création des échos, qui doivent être strictement maîtrisés. De plus, plusieurs circuits électroniques ont besoin de régulateurs. L'étude de stabilité de ces systèmes relève du domaine de l'automatique et de la régulation.
- **Le calcul formel** : les outils mathématiques sont indispensables pour tous les domaines précédemment cités.
- **La programmation matérielle** : par son caractère industriel, ce projet de doctorat impose l'implantation matérielle de tout résultat obtenu par calcul théorique et/ou simulation, le domaine de l'implantation matérielle impose la connaissance d'outils et de règles de codage, ainsi que la logique du temps-réel.
- **Les protocoles réseau** : l'élaboration de programmes complexes sur une cible programmable engendre des paramètres à fournir selon les configurations, ces paramètres étant généralement fournis par les utilisateurs via un réseau spécifique, avec des protocoles de communication définis (ouverts ou propriétaires).
- **La programmation logicielle** : constitue la passerelle entre la cible programmable et l'utilisateur, humain ou microprocesseur. En effet, selon les configurations, l'ensemble des paramètres nécessaires au fonctionnement du design cible est géré, soit par un humain via une interface homme-machine, en local ou à distance (supervision), soit par un microprocesseur programmé en amont.

Ces différents domaines imposent une analyse rigoureuse du besoin et une étude bibliographique approfondie, dans le but de simplifier les développements mathématiques, et par conséquent toutes les étapes qui s'en suivent. De plus, le caractère industriel de ce projet impose que toute solution doit être matériellement réalisable et à moindre coût, cela impliquant des compromis permanents entre complexité, efficacité et ressources matérielles. Afin de s'y tenir, nous validons chaque fonction élémentaire par un procédé en boucle, c'est-à-dire en comparant les résultats obtenus par simulation à ceux issus de l'acquisition. Cela permet d'éviter les erreurs de conception et d'estimer les ressources matérielles nécessaires. Chacune de ces fonctions élémentaires est progressivement intégrée aux systèmes globaux. À l'issue de ce procédé, les résultats sont testés en grandeur nature, au laboratoire d'abord, puis sur le terrain. Après ces tests, ils sont considérés comme produits et sont industrialisés puis commercialisés.

Ce projet avait comme premier objectif d'élaborer une solution d'annulation d'écho radio-fréquence pour répéteurs de radiocommunication, mais lors de l'étape d'analyse des performances des produits existants au sein de l'entreprise partenaire, et celle de la phase du développement de cette solution, nous nous sommes rendus compte d'un certain nombre de problématiques, telles que les distorsions en amplitude/phase, la génération des raies parasites après certains traitements, les pics de puissance, et d'autres qui réduisent significativement les performances des répéteurs, pouvant aller jusqu'à leur dysfonctionnement. Après étude, il s'est avéré que la correction de ces défauts peut s'effectuer efficacement d'une manière numérique.

Ces sujets ont élargi et enrichi le contenu de ce projet, et ont donné lieu à des nouveaux produits, des brevets, des publications, des enveloppes Soleau et des stages de fin d'étude. Face à cette réalité, l'entreprise partenaire s'est repositionnée en concevant un répéteur entièrement numérique ouvrant le champ à d'autres applications numériques plus ambitieuses. Les choix technologiques représentant une étape cruciale avant l'étape de conception, ils furent l'objet de concertations collectives au sein du bureau des études de l'entreprise partenaire ; une brève description est ainsi présentée dans ce manuscrit.

ORGANISATION DU MANUSCRIT

Malgré la diversité des sujets complémentaires à celui de l'annulation d'écho et les contraintes liées au caractère industriel de cette thèse, nous avons pu sélectionner, dans ce manuscrit, les travaux les plus innovants qui ont apporté de vraies avancées à l'entreprise partenaire et/ou ont fait l'objet de publications, brevets ou enveloppes Soleau. Ces sujets sont résumés en sept chapitres :

- **Chapitre 1** : en faisant l'inventaire des standards de télécommunication utilisés au sein de l'entreprise partenaire, ce chapitre rappelle les fondamentaux des télécommunications pour mettre en évidence la nécessité du déploiement des répéteurs. Lorsqu'il est en iso-fréquence, ce mode de déploiement crée le phénomène de l'écho radio-fréquence auquel nous nous intéresserons par la suite. Le fonctionnement des répéteurs, et notamment celui des répéteurs iso-fréquence, est détaillé ainsi que le mécanisme de création de l'écho radio-fréquence. Une étude comparative avec un phénomène similaire, se produisant dans le domaine de l'acoustique, est établie. Ce chapitre s'achève par le bilan de l'état de l'art, d'abord établi pour le domaine de l'acoustique et ensuite pour celui de la radiocommunication.
- **Chapitre 2** : il aborde la caractérisation du phénomène de l'écho, en commençant par l'étude théorique qui établit les équations régissant le système en boucle fermée composé principalement du répéteur et du canal. Les résultats obtenus par calcul formel sont ensuite vérifiés d'une manière rapide et économique par simulation. À l'issue de cette étape, le phénomène est reproduit en pratique dans le laboratoire par le biais d'un banc de test, fiable et économique, pour que les résultats soient les plus fidèles possibles à ceux obtenus par les installateurs des systèmes sur site. Ce banc de test sert en premier lieu de plate-forme de reproduction et de caractérisation du phénomène pour diverses configurations imaginables, et en second lieu, pour le test et la validation de la solution anti-écho.
- **Chapitre 3** : dans ce chapitre, une solution anti-écho, basée sur le filtrage adaptatif est présentée, en débutant par un bref rappel de la théorie du filtrage optimal, et la présentation d'algorithmes de mise à jour. L'annulation d'écho est l'une des applications du filtrage adaptatif, à laquelle nous nous intéressons plus particulièrement, en rappelant son intérêt dans le domaine acoustique, et son déploiement dans le domaine des télécommunications, et plus précisément au sein du répéteur iso-fréquence. La simulation de cette application est détaillée, ainsi que l'effet de divers paramètres sur la stabilité du système. La dernière partie de ce chapitre consiste en l'implantation matérielle de la solution, la discussion des architectures et la présentation de certains résultats expérimentaux.
- **Chapitre 4** : il propose une solution d'amélioration de la solution d'annulation d'écho, car l'application d'algorithmes adaptatifs dans certains standards/modulations génère des raies parasites dans le spectre des fréquences. Dans ce chapitre, le canal est filtré en temps-réel par une fonction de détection et un filtrage de haute sélectivité à moindre ressource matérielle. Durant cette étape, nous avons mis en œuvre et montré l'efficacité du traitement en bande de base sur deux voies en quadrature (complexe) ainsi que le traitement débit-multiple. Les mesures en grandeur nature et les tests de réactivité closent ce chapitre.
- **Chapitre 5** : il propose une solution, numérique à moindre coût, pour la correction des imperfections dues à l'électronique analogique. Ce chapitre aborde les distorsions en amplitude et en phase. Faisant partie de la pré-distorsion en amplitude,

le filtrage multi-bande s'est avéré d'un grand intérêt industriel, il est donc discuté dans ce chapitre ainsi que la combinaison de la pré-distorsion en amplitude et le filtrage multi-bande. D'autres combinaisons, et plusieurs outils tels que des interfaces homme-machine, des routines, et des protocoles de communication ont été développés durant cette phase, ils sont brièvement abordés dans les annexes.

- **Chapitre 6** : il est dédié à une brève description du nouveau répéteur entièrement numérique, prévu pour remplacer les répéteurs existants, majoritairement analogiques. Un état des lieux des répéteurs existants est établi faisant la transition vers le cahier des charges de ce nouveau répéteur. Nous décrivons ses fonctions principales avec la spécification du matériel utilisé, et nous accordons une attention particulière à la fonction du traitement numérique, par la description de ses trois composants principaux. Ce nouveau répéteur est une plate-forme commune à toutes les applications futures.
- **Chapitre 7** : il clôt ce manuscrit en exposant les applications numériques prévues à court terme, en mettant l'accent sur la mesure de puissance par bande opérateur et sur la réduction du facteur de crête, pour leur intérêt industriel immédiat. La synthèse de toutes les applications existantes et/ou prévues à court terme est présentée à la fin de ce chapitre.

Chacun de ces chapitres commence par une très courte description suivie par une table des matières détaillant son contenu. Une introduction présente le contexte et les objectifs du chapitre. Certains chapitres traitent des notions mathématiques, c'est pourquoi nous proposons une liste d'abréviations les plus fréquentes, ainsi qu'une liste des notions liées au contexte du chapitre afin d'éviter toute ambiguïté.

Du fait de la pluridisciplinarité de ce projet, ce rapport fait appel à beaucoup d'acronymes, une liste est proposée en début du manuscrit. À la fin de ce document, un glossaire détaille la liste des acronymes et vulgarise certaines notions utilisées dans ce rapport.

Les sept chapitres sont complétés par quatre annexes :

- **Annexe A** : elle rappelle les notions fondamentales de l'interpolation et des filtres à réponse impulsionnelle finie. Les développements des résultats mathématiques proposés dans les différents chapitres de ce manuscrit y sont également exposés.
- **Annexe B** : Consacrée à une brève description des outils logiciels développés dans le cadre de ce projet thèse sont. Nous décrivons, à la fin de cette annexe, quelques fonctions de la librairie MATLAB[®] que nous avons mis en place.
- **Annexe C** : elle rappelle les notions de la virgule fixe, et présente, la méthodologie et l'implantation matérielle des différentes architectures proposées dans ce rapport. Cette annexe s'achève par une brève description de la librairie VHDL (VHSIC Hardware Description Language) mise en place.
- **Annexe D** : dédiée à la présentation des partenaires du projet de doctorat CIFRE.

REMARQUES IMPORTANTES

Du fait de la pluridisciplinarité de ce projet de doctorat, des acronymes et des termes d'anglais sont souvent utilisés. Un glossaire, en langue française, détaillant la liste des acronymes est proposé à la fin de ce manuscrit. Pour des raisons de lisibilité, la signification d'un acronyme n'est rappelée qu'à sa première apparition dans le texte de chaque chapitre. Par ailleurs, puisque nous utilisons toujours l'abréviation la plus usuelle, il est fréquent que ce soit le terme anglais qui soit employé.

- Des polices spécifiques sont employées pour distinguer : LES NOMS DE SCIENTIFIQUES, **les termes importants**, **les nouveaux termes**, LES LOGICIELS[®], les termes d'anglais et les noms des fonctions.
- Afin d'éviter les incompatibilités, liées au encodage, entre systèmes d'exploitation (Linux, Windows), nous précisons que dans les figures issues des simulations MATLAB[®], les accents dans les textes des légendes et des axes sont volontairement omis.
- Unité arbitraire : dans certaines représentations graphiques, notamment celles issues de simulations, l'unité peut être parfois exprimée en **a.u.**, venant de l'expression arbitrary unit, cette notation signifie que l'unité n'a pas d'importance dans le contexte.
- Nous avons opté pour un sommaire principal qui résume le contenu de tout le manuscrit (chapitres et sections), et des mini-sommaires par chapitre.

INTRODUCTION

Dans ce premier chapitre, nous faisons l'inventaire des standards de télécommunication utilisés par les répéteurs de l'entreprise partenaire, nous rappelons les fondamentaux des télécommunications pour mettre en évidence la nécessité du déploiement des répéteurs. Lorsqu'il est en iso-fréquence, ce mode de déploiement crée le phénomène de l'écho radio-fréquence auquel nous nous intéresserons par la suite. Le fonctionnement des répéteurs, et notamment celui des répéteurs iso-fréquence est détaillé ainsi que le mécanisme de création de l'écho radio-fréquence. Une étude comparative avec un phénomène similaire, se produisant dans le domaine de l'acoustique, est établie. Ce chapitre s'achève par le bilan de l'état de l'art, d'abord établi pour le domaine de l'acoustique et ensuite pour celui de la radiocommunication.

Sommaire

1.1 L'interface radio	11
1.1.1 La radiocommunication	11
1.1.1.1 Les réseaux publics	11
1.1.1.2 Les réseaux privés	16
1.1.2 La radiodiffusion (Broadcast)	17
1.1.2.1 TNT	17
1.1.2.2 RNT	18
1.1.3 L'ingénierie des réseaux de communication	18
1.1.3.1 Transmission numérique	18
1.1.3.2 Modulations numériques	20
1.1.3.3 Technique d'accès multiple	24
1.1.3.4 Erreurs de modulation	25
1.1.3.5 Concept cellulaire	27
1.1.4 Les zones d'ombre	28
1.2 Les répéteurs	29
1.2.1 Classification des répéteurs	29
1.2.1.1 Par gamme de puissance	29
1.2.1.2 Par domaine d'utilisation	29
1.2.1.3 Par type d'installation	29
1.2.1.4 Par la nature de leurs liaisons	30
1.2.2 Répéteurs iso-fréquence	31
1.2.2.1 Description	31
1.2.2.2 Fonctionnement	31
1.2.3 Phénomène de l'écho	32
1.2.3.1 L'écho en acoustique	32
1.2.3.2 Les échos de ligne	32
1.2.3.3 Les échos acoustiques (effet LARSEN)	33
1.2.3.4 Écho radio-fréquence au sein d'un répéteur	34
1.3 Contexte de l'annulation d'écho	36
1.3.1 Dans le domaine de l'acoustique	36
1.3.1.1 Suppression des échos de ligne	36
1.3.1.2 Suppression des échos acoustiques effet (LARSEN)	37
1.3.2 En radio-fréquence	39
1.3.2.1 Radiodiffusion (Broadcast)	39
1.3.2.2 Radiocommunication	39

CONTEXTE

EN l'espace d'une vingtaine d'années, l'usage des services de télécommunication a connu un essor remarquable. La croissance du nombre d'utilisateurs de téléphonie mobile est fulgurante. Selon l'ITU (**I**nternational **T**elecommunication **U**nion), plus de 6.8 milliards d'abonnements mobile ont été souscrits à travers le monde en 2013, soit une croissance d'activité de plus de 7,5% sur un an. Il s'agit donc d'un taux de pénétration de 96,2% comparé aux 16,5% pour les abonnements au téléphone fixe. L'institut prévoit qu'en 2014, le nombre d'abonnements mobile dans le monde atteindra les 7 milliards. C'est véritablement un nouveau secteur d'industrie qui s'est créé, regroupant notamment constructeurs de circuits électroniques, constructeurs de terminaux mobile, constructeurs d'infrastructures de réseaux, développeurs d'applications et de services et opérateurs de réseau mobile.

Les systèmes de première génération (1G et 2G) ont été conçus à l'origine pour offrir un service de téléphonie mobile uniquement, ces techniques de communication ont considérablement évolué avec l'arrivée de la troisième génération (3G) puis de la quatrième génération (4G). Avec le développement des téléphones mobiles intelligents, Smartphone, l'utilisateur peut désormais bénéficier d'une connexion haut débit en situation de mobilité.

Dans un autre volet de la télécommunication, on trouve la télévision numérique qui a connu un essor semblable à celui de la téléphonie mobile ces dernières décennies. On assiste à l'avènement des téléviseurs à haute définition et des standards de transmission numérique ; le DVB (**D**igital **V**ideo **B**roadcasting) et ses variantes, DVB-T (**D**igital **V**ideo **B**roadcasting-**T**errestrial), DVB-T2, DVB-S (**D**igital **V**ideo **B**roadcasting-**S**atellite), DVB-S2, DVB-H (**D**igital **V**ideo **B**roadcasting-**H**andheld) utilisés notamment en Europe, en Russie, en Australie et en partie en Afrique. On peut citer encore le standard ATSC (**A**dvanced **T**elevision **S**ystems **C**ommittee) utilisé en Amérique du Nord, le standard DTMB (**D**igital **T**errestrial **M**ultimedia **B**roadcast) développé en Chine et utilisé par certains pays asiatiques et le standard japonais ISDB (**I**ntegrated **S**ervices **D**igital **B**roadcasting) déployé en Amérique du Sud et dans certains pays d'Asie et d'Afrique. Selon l'ITU, la barre des 50% pour le passage au numérique dans le monde a été franchie en 2012. Dans les pays développés, d'après les estimations, 81% de l'ensemble des ménages possédant un téléviseur reçoivent à présent un signal numérique. Les pays en développement accomplissent eux aussi des progrès rapides en la matière, et en 2012, les ménages recevant la télévision numérique y étaient trois fois plus nombreux qu'en 2008, et représentaient 42% de l'ensemble des ménages recevant la télévision. En France, la TNT (**T**élévision **N**umérique **T**errestre) a été lancée en mars 2005 pour 35% de la population métropolitaine, la TNT a achevé son déploiement le 29 novembre 2011, pour couvrir plus de 97% de la population en 2013 selon le CSA (**C**onseil **S**upérieur de l'**A**udiovisuel).

Tout comme la TNT, la RNT (**R**adio **N**umérique **T**errestre) consiste en la diffusion d'un signal binaire, sur des bandes de fréquences (bande III et bande L principalement) différentes de celles utilisées pour la FM (**F**requency **M**odulation) (bande II). Ce mode de transmission suppose une numérisation préalable à la transmission du signal. La radio numérique existe depuis plusieurs décennies sous forme satellitaire et aussi sur internet. La diffusion hertzienne de la radio numérique fait l'objet de développements plus récents. Elle est basée sur le principe du multiplexage : alors qu'en analogique, une fréquence ne véhicule qu'une radio à la fois, en RNT chaque fréquence véhicule plusieurs services

de radio, leur nombre variant en fonction du débit qui est alloué individuellement. Dès 2005, le CSA s'est préoccupé d'élaborer le futur paysage de la RNT, et a fixé au 20 juin 2014 la date de démarrage des services de la RNT sélectionnée dans les zones de Paris, Marseille et Nice.

Depuis l'invention du télégraphe au XIX^e siècle, le support de toutes les télécommunications reste l'onde électromagnétique, ce support est, plus que jamais, le centre d'intérêt de beaucoup de recherches afin d'améliorer le rendement et rendre son exploitation optimale. Nous abordons dans ce qui suit les notions de réseaux publics/privés et leurs évolutions durant les trois dernières décennies.

1.1/ L'INTERFACE RADIO

L'interface radio étant un médium commun à tous les utilisateurs, son usage doit être partagé et strictement réglementé : ce médium est rare. Pour mieux l'utiliser, ingénieurs et chercheurs ont imaginé la mise en œuvre d'un certain nombre de techniques de modulation, de codages et d'accès multiples. Il faut également dimensionner les canaux pour supporter les communications de tout genre, spécifier les puissances émises, les bandes utilisées et les débits binaires, ainsi que les procédures d'accès et de transmission. Cet ensemble de contraintes définit l'interface radio qui doit être normalisée avec soin et rigueur. Selon l'usage, l'interface radio définit deux grandes familles de la télécommunication, à savoir : la radiocommunication et la radiodiffusion.

1.1.1/ LA RADIOCOMMUNICATION

Une radiocommunication est une télécommunication bidirectionnelle, (uplink, downlink), effectuée au moyen d'ondes électromagnétiques de l'utilisateur vers la station de base et vice-versa. L'information est transportée grâce à une modulation bien définie selon les usages. Suivant une direction, downlink ou uplink, une radiocommunication est généralement constituée d'un émetteur produisant un signal modulé, d'une antenne radioélectrique émettrice, d'un espace dans lequel l'onde radioélectrique évolue, d'une antenne radioélectrique réceptrice et d'un récepteur. En fonction de la catégorie d'utilisateurs, on distingue deux catégories de la radiocommunication : publique et privée.

1.1.1.1/ LES RÉSEAUX PUBLICS

Les réseaux de radiocommunication publics sont destinés à un usage commercial civil (grand public). Leur évolution est grandissante depuis les premiers succès des années 1980, cette évolution est commercialement connue sous le nom de génération, symbolisée par la lettre "G".

1.1.1.1.1 La génération analogique (1G)

Ces réseaux analogiques ont été rétrospectivement nommés 1G après le développement de la deuxième génération de téléphonie mobile. La première génération a été lancée, pour la première fois, au Japon par NTT (Nippon Telegraph and Telephone) en 1979, au départ dans la zone métropolitaine de Tokyo. Dans les cinq ans qui ont suivi, le réseau NTT a été élargi pour couvrir l'ensemble de la population du Japon et est devenu le premier réseau national 1G. À la même époque, une norme analogue, appelée NMT (Nordic Mobile Telephone) était utilisée dans les pays nordiques, en Suisse, au Pays-Bas, en Europe de l'Est et en Russie. D'autres normes étaient déployées ailleurs comme le AMPS (Advanced Mobile Phone System) déployé en Amérique du Nord et en Australie, le TACS (Total Access Communication System) au Royaume-Uni, C-450 en Allemagne de l'Ouest, le Portugal et en Afrique du Sud et le Radiocom 2000 en France. La vitesse de transmission de la première génération 1G variait, selon les modems, entre 28 kb/s et 56 kb/s. Bien que les techniques numériques aient été d'ores et déjà employées pour relier les antennes relais au reste du système, la première génération est considérée comme analogique car, pour la transmission de la voix, le signal analogique (de la voix)

module une porteuse de haute fréquence (150 MHz et plus) et n'est jamais numérisé contrairement à la norme 2G.

1.1.1.1.2 La génération numérique (2G)

La deuxième génération a été lancée lors de l'établissement de la norme GSM (Global System for Mobile Communications) en Finlande par Radiolinja (qui fait maintenant partie de Elisa Oyj) en 1991. Cette nouvelle génération présente trois avantages principaux par rapport à la 1G :

1. Les signaux des conversations téléphoniques sont numérisés et chiffrés.
2. Les systèmes en 2G sont significativement plus efficaces du point de vue spectral, ce qui permet un grand taux de pénétration de la téléphonie mobile.
3. La 2G présente pour la première fois le service de messagerie court, appelé SMS (Short Message Service).

En fonction du multiplexage, TDMA (Time Division Multiple Access) ou CDMA (Code Division Multiple Access), la technologie 2G rassemble plusieurs normes différentes :

La norme du GSM, par exemple, représente un ensemble de documents de plus de 10 000 pages. Comme toute norme, son rôle est de spécifier d'une manière non ambiguë un système plutôt que d'offrir un exposé pédagogique. Son abord est souvent ardu et la description de certaines fonctionnalités est disséminée sur plusieurs spécifications [126]. Plusieurs ouvrages ont été consacrés à la norme GSM [71, 95, 143] et à la technologie 2G d'une manière générale [79, 147, 158].

Ici, nous allons nous intéresser seulement à certains concepts de cette technologie, et notamment au débit de transmission, aux contraintes de propagation ainsi qu'à un certain vocabulaire que nous réutiliserons plus tard.

1.1.1.1.3 GSM

Basée sur le TDMA, cette norme a été initialement développée en Europe mais utilisée dans presque tous les pays sur les six continents. Aujourd'hui elle représente plus de 80% de tous les abonnés dans le monde entier. Selon la gamme des fréquences allouée par la norme, on distingue deux catégories de GSM, à savoir le GSM900 et le GSM1800 appelé également DCS (Digital Communication System).

GSM900 Au départ, la norme GSM a prévu que la téléphonie mobile par GSM occupe deux bandes de fréquences aux alentours de 900 MHz, plus précisément [890, 915] MHz pour les communications montantes, et [935, 960] MHz pour les communications descendantes, le GSM autour de ces fréquences est couramment appelé GSM900. Comme chaque canal de communication a une largeur de bande de 200 kHz, cela fournit 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs.

GSM1800 À la vue du nombre croissant des utilisateurs, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours de 1800 MHz. C'est le système DCS dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM900 en termes de protocole et de

service. Les communications montantes se font dans l'intervalle [1710, 1785] MHz et les communications descendantes dans l'intervalle [1805, 1880] MHz. Le DCS autour de la fréquence 1800 MHz est couramment appelé GSM1800.



Remarque

Les intervalles de fréquence précédemment cités sont propres aux opérateurs de téléphonie mobile en France, selon les pays, ces intervalles peuvent varier

Principales caractéristiques du GSM La TABLE 1.1 montre les caractéristiques de la norme GSM et compare le GSM900 au GSM1800.

Norme	GSM	GSM1800
Bande de fréquences (↑)	[890, 915] MHz	[1710, 1785] MHz
Bande de fréquences (↓)	[935, 960] MHz	[1805, 1880] MHz
Nombre de canaux	124	374
Largeur des canaux	200 kHz	200 kHz
Fréquences porteuses	$f_d = 935 + 0.2n$	$f_d = 1805.2 + 0.2(n - 512)$
Écart duplex	45 MHz	95 MHz
Multiplexage TDMA	8	8
Nombre de canaux logiques	992	2992
Débit total par canal	271 kb/s	271 kb/s
Débit de la parole	13 kb/s	13 kb/s
Débit maximal de données	12 kb/s	12 kb/s
Technique de multiplexage	FDMA, TDMA	FDMA, TDMA
Rayon de cellules	0.3 à 30 km	0.1 à 4 km
Puissance des terminaux	2 à 8 W	0.25 et 1 W
Modulation	GMSK	GMSK

TABLE 1.1 – Comparaison entre GSM900 et GSM1800

1.1.1.1.4 Vers le haut débit : 2.5G et 2.75G

Le GPRS (General Packet Radio Service), appelé 2.5G, est une extension du protocole GSM, il ajoute par rapport à ce dernier la transmission par paquets. Cette méthode est plus adaptée à la transmission des données. En effet, les ressources ne sont allouées que lorsque des données sont échangées, contrairement au GSM où un circuit est établi (avec les ressources associées) pour toute la durée de la communication.

Contrairement à une communication vocale où un seul intervalle temporel est alloué pour la transmission de la voix, dans une liaison GPRS, le nombre d'intervalles temporels peut varier, entre un minimum fixé à 2 et le maximum à 8 par canal, en fonction de la saturation ou de la disponibilité de la BTS (Base Transceiver Station). Le débit de chaque intervalle temporel est déterminé par le mode de codage, qui caractérise la qualité de la transmission radio. Le débit théorique maximal est de 171.2 kb/s, mais en pratique le débit maximal est d'environ 50 kb/s. Le GPRS a ensuite évolué au début des années 2000 vers la norme EDGE (Enhanced Data-rates for GSM Evolution), appelée 2.75G, également optimisée pour transférer des données et qui utilise les mêmes antennes.

Considérée comme une technologie pré-3G, elle fait partie des solutions 3G de l'ITU. Le EDGE se révèle être un complément du réseau UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) pour offrir des services à haut débit à davantage d'utilisateurs en zone rurale ou zone suburbaine non dense plutôt qu'à ceux en zone urbaine et, d'autre part, il a aussi été une étape dans l'attente du lancement des réseaux 3G qui sont une solution plus performante pour les utilisateurs.

1.1.1.1.5 Le haut débit : 3G et 4G

La 3G est représentée principalement par les normes UMTS et CDMA2000, atteignant des débits bien plus élevés par rapport à la 2G (de 2 à 42 Mb/s). Les premières applications grand public de la 3G sont l'accès à Internet, le visionnage des vidéos et la visiophonie.

Les services annoncés comme 3G sont tenus de respecter les normes techniques IMT2000 (International Mobile Telecommunications 2000), notamment les normes de fiabilité et de vitesse (taux de transfert de données). Pour répondre aux normes IMT2000, un système est tenu de fournir des débits de pointe d'au moins 0.2 Mb/s. Cependant, de nombreux services annoncés comme 3G fournissent une vitesse plus élevée que les exigences techniques minimales pour un service 3G. Les dernières améliorations de la 3G, souvent appelées 3.5 G et 3.75G fournissent un débit de plusieurs mégabits par seconde. Les normes suivantes font partie de la 3G :

- UMTS : développé en 2001 et standardisé par le 3GPP (3rd Generation Partnership Project), utilisé principalement en Europe, au Japon, en Chine (avec une interface radio différente parfois). Les téléphones cellulaires sont généralement des hybrides GSM et UMTS, ce qui permet le partage de la même infrastructure. En UMTS on trouve les standards :
 - ★ WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) : l'interface radio originale et la plus répandue [106].
 - ★ TD-SDMA (Time Division Synchronous Code Division Multiple Access) : commercialisé en 2009 et seulement offert en Chine.
 - ★ HSPA+ (Evolved High-Speed Packet Access) : peut fournir des débits jusqu'à 56 Mb/s en liaison descendante en théorie (25 Mb/s en pratique) et 22 Mb/s dans la liaison montante.
- CDMA2000 : présenté en 2002, normalisé par le 3GPP2 et utilisé surtout en Amérique du Nord et en Corée du Sud, partage des infrastructures avec l'IS-95 de la 2G. Les téléphones mobiles sont en général des hybrides CDMA2000 et IS-95 (Interim Standard 95). La dernière version offre des taux allant jusqu'à 14.7 Mb/s [226].

La technologie 3G et ses standards ont fait l'objet de nombreuses publications, on recense près de 800 brevets [84], des milliers d'articles et une centaine de livres [53, 75, 107, 173, 177].

Ces standards étaient les précurseurs de la technologie 4G. En Mars 2008, l'ITU-R (International Telecommunications Union Radio communications) a établi un ensemble d'exigences pour la technologie 4G, appelé IMT-A (International Mobile Telecommunications-Advanced), fixant les exigences de vitesse de pointe pour le service 4G à 100 Mb/s pour la communication en cas de mobilité élevée, tels que les trains et les voitures, et 1 Gb/s pour la communication de faible mobilité telles que celle des piétons ou des utilisateurs fixes.

Les premiers standards associés à cette technologie étaient le **WIMAX** (**W**orldwide **I**nteroperability for **M**icrowave **A**CCess) et le **LTE** (**L**ong **T**erm **E**volution) même si, dans leurs premières versions, ces standards n'étaient pas entièrement conformes aux spécifications **IMT-A**, et notamment vis à vis de la contrainte de 1 Gb/s.

Le 6 Décembre 2010, l'ITU-R a reconnu que ces deux standards, ainsi que d'autres standards ultérieurs à la 4G qui ne remplissaient pas les exigences **IMT-A**, pourraient néanmoins être considérés comme 4G, à condition qu'ils représentent des précurseurs de conformité **IMT-A** (un niveau substantiel d'amélioration des performances et capacités par rapport à la 3G).

Le **WIMAX** mobile release 2 (également appelé **WirelessMAN-Advanced** ou **IEEE 802.16m**) et **LTE-A** (**LTE-Advanced**) est conforme aux exigences **IMT-A**, normalisé au cours du printemps 2011. Le déploiement de ces services a commencé dans la plupart des pays développés en 2013.

Contrairement aux générations précédentes, un système 4G ne prend pas en charge le service de téléphonie à commutation de circuits traditionnels [32], mais à base de protocoles de communication **IP** (**I**nternet **P**rotocol).

La technologie radio d'étalement de spectre utilisée dans les systèmes 3G est abandonnée dans tous les systèmes 4G, car remplacée par la transmission multi-porteuse **OFDM** (**O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) permettant de transférer un taux très élevé de bits malgré les contraintes de la propagation. Le débit binaire est amélioré par des réseaux d'antennes intelligentes appelé **MIMO** (**M**ultiple-**I**nterface **M**ultiple-**O**utput) [39].

La modulation **OFDM** a été déployée dans d'autres domaines tels que le standard **DVB** et ses dérivés largement utilisés en radiodiffusion. Cette technique est récemment appliquée aux réseaux 4G et a fait l'objet de nombreux travaux de recherche et d'ingénierie [52, 183]. L'objet ici est d'aborder les principes de base nécessaires lors du déploiement des répéteurs. La TABLE 1.2 résume l'évolution des technologies des réseaux publics de télécommunication.

Génération	Version 3GPP	Acronyme	Débit théorique
1G	x	Radiocom2000	analogique
2G	x	GSM	9.05 kb/s
2.5G	97	GPRS	171,2 kb/s
2.75G	98	EDGE	384 kb/s
3G	99	UMTS	1.9 Mb/s
3.5G (3G+)	5 et 6	HSPA	14.4 Mb/s
3.75G (3G++)	7	HSPA+	21 Mb/s
3.75G	8	DC-HSPA+	42 Mb/s
3.9G	8 et 9	LTE	300 Mb/s
4G	10	LTE-Advanced	1 Gb/s
4.5G (4G+)	11	LTE-A	10 Gb/s
5G	12 et 13	LTE-B	50 Gb/s

TABLE 1.2 – Évolution des technologies de téléphonie mobile en Europe.

Les événements internationaux de ces dernières années, sur le plan de l'évolution technique mais également politique, ont créé une nécessité grandissante pour le développe-

ment des systèmes de télécommunication sécurisés. Cette situation est devenue beaucoup plus sérieuse et exigeante en raison de l'évolution de la technologie sans fil, dans le but de satisfaire les exigences du marché pour plus de mobilité et pour tous les types de services de télécommunication qu'il s'agisse de voix, IP ou vidéo.

1.1.1.2/ LES RÉSEAUX PRIVÉS

Cette demande nouvelle vient en grande partie des secteurs de la sécurité publique et privée telle que la police, les pompiers, les ambulances (télé - médecine) et le secteur privé, comme les entreprises de transport et de surveillance et les autorités de sécurité des aéroportuaires.

1.1.1.2.1 TETRA

Les systèmes des communications privées ont été conçus comme des solutions de remplacement de leurs équivalents publics tels que le GSM. Le système TETRA (**TE**rrestrial **Trunked RA**dio) est présenté comme le meilleur candidat pour satisfaire aux exigences de sécurité modernes [202].

TETRA utilise le TDMA avec quatre canaux utilisateurs multiplexés sur une porteuse radio, les porteuses sont espacées de 25 kHz. Les communications Point-à-Point et le transfert Point-à-Multipoint peuvent être employés. La transmission de données numériques est également incluse dans la norme, mais à faible débit. Les équipements radio TETRA peuvent fonctionner comme téléphone portable avec un raccordement direct au réseau téléphonique. Le terminal radio peut aussi fonctionner comme un Talkie-Walkie entre deux personnes, mais sans la limitation de portée puisque l'appel circule toujours via le réseau. Le mode secours permet à l'utilisateur de transmettre des signaux prioritaires au dispatcher, en interrompant si nécessaire toute autre activité radio en cours.

Les MS (**M**obile **S**tation) en TETRA peuvent communiquer en mode direct ou employer l'infrastructure du réseau faite de BTSs dédiées au réseau TETRA. Cela permet des communications directes dans les situations où la couverture radio du réseau a été perdue. Ce mode direct inclut également la possibilité d'employer un terminal (ou une chaîne de terminaux) TETRA comme relais pour un signal. Dans des opérations de secours, ce dispositif a pu permettre des communications directes en sous-sol ou dans des secteurs avec une mauvaise couverture radio.

En plus des services voix et gestion des services, le système TETRA peut acheminer plusieurs types de communication de données. Les messages de statut et les services courts de données sont fournis sur le canal principal de contrôle du système. Les données de paquets ou la communication de données avec commutation de circuit utilisent des canaux spécifiquement dédiés à ce trafic. Tout le trafic est normalement chiffré. Le TETRA assure aussi bien le cryptage de l'émission que le chiffrement de bout en bout.

Le système TETRA utilise une modulation numérique de type $\frac{\pi}{4}$ DQPSK (**D**ifferential **Q**uaternary **P**hase-**S**hift **K**eying) qui est une forme de codage en verrouillage de phase. La fréquence des symboles est 18000 symboles par seconde, et chaque symbole est codé sur 2 bits. Un intervalle de temps time-slot se compose de 255 symboles, une trame simple se compose de 4 time-slot, et une multi-trame, dont la durée est approximativement de 1 seconde, se compose de 18 trames. Bien que le système emploie 18 trames

par seconde seulement, 17 sont employées pour les canaux de trafic. La 18ème trame est réservée pour la signalisation ou la synchronisation des différents équipements.

En France, les bandes fréquentielles réservées pour le TETRA sont [380, 400] MHz pour l'usage des services d'urgence et [410, 430] MHz pour l'usage privé.

1.1.1.2.2 GSM-R

Le standard GSM-R (GSM Railway) s'est construit à partir de la technologie GSM, il bénéficie des économies découlant de cet héritage. Il autorise une mutation numérique à un coût compétitif, permettant le remplacement de tous les systèmes de communication filaire (le long de la voie) et des réseaux radio ferroviaires analogiques existant. Le GSM-R est une plate-forme sécurisée pour les communications de voix et de données, entre les différents membres des équipes ferroviaires. Il apporte des dispositifs tels que les appels de groupes, les annonces ou appels diffusés, les appels localisés, et la préemption des appels en cas d'urgence. Il pourra supporter des applications telles que le suivi des marchandises, la vidéo-surveillance dans les trains et dans les gares, ainsi que les services d'information des usagers. Ce standard est le résultat de plus de dix ans de collaboration entre les nombreuses compagnies ferroviaires européennes. Le GSM-R permet de transporter des informations de signalisation ferroviaire directement jusqu'au conducteur, facilitant ainsi une vitesse de circulation du train plus élevée ainsi qu'un trafic plus dense, tout en maintenant un haut niveau de sécurité. Le GSM-R a été adopté par plusieurs pays à travers le monde, incluant tous les états membres de l'Union Européenne, ainsi que des pays d'Asie et d'Afrique du Nord. Le GSM-R utilise en général des BTS dédiés, proches de la voie ferrée. La distance entre deux BTS est de trois à quatre kilomètres. Cette proximité crée un haut degré de redondance et de plus grandes couverture et fiabilité. Le train maintient en permanence une connexion numérique par modem vers le centre de régulation des trains. Cette connexion a un niveau de priorité supérieur aux autres utilisateurs. Si la connexion du modem est perdue, le train s'arrête automatiquement. Le GSM-R utilise une modulation de type GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), l'espacement en fréquence entre deux canaux physiques est de 200 kHz. Comme le GSM, le GSM-R est un système TDMA. En Europe, les bandes fréquentielles dédiées au GSM-R sont [876, 880] MHz en voie montante et [921, 925] MHz en voie descendante.

1.1.2/ LA RADIODIFFUSION (BROADCAST)

La radiodiffusion broadcast est l'émission de signaux destinés à être reçus directement par le public, elle s'applique à la fois à la réception individuelle et à la réception communautaire. Ce service peut comprendre des émissions sonores et/ou des émissions de télévision.

1.1.2.1/ TNT

La TNT est une évolution technique en matière de radiodiffusion, basée essentiellement sur le standard DVB-T, qui consiste en la diffusion des signaux de télévision numérique par un réseau de réémetteurs terrestres. Par rapport à la télévision analogique terrestre à

laquelle elle se substitue, la TNT permet de réduire l'occupation du spectre grâce à l'utilisation d'une modulation plus efficace, appelée OFDM, afin d'obtenir une meilleure qualité d'image et de son. Le mode de diffusion TNT est un mode dans lequel les signaux vidéo, audio et de données sont numérisés, puis ordonnés dans un flux unique (multiplexage), avant d'être modulés puis diffusés, c'est-à-dire transmis jusqu'au téléspectateur via les ondes radios.

1.1.2.2/ RNT

Le nouveau système de radio RNT, aujourd'hui souvent appelé radio numérique, est un système de diffusion multimédia innovant et universel qui remplacera les services de diffusion audio existant dans de nombreuses régions du monde à l'avenir. Il a été développé dans les années 1990 par le projet Eureka 147/DAB. La RNT est très bien adaptée pour la réception mobile et offre une très grande robustesse contre la réception par trajets multiples. Il permet l'utilisation des réseaux SFN (Single Frequency Network) pour plus d'efficacité [96].

La radio numérique envoie un son qui est d'abord numérisé puis compressé selon différentes technologies afin d'être transmis en optimisant la bande passante. Ce signal numérique peut être diffusé en temps-réel (streaming) ou enregistré et laissé à disposition pendant un certain temps (broadcast).

La radio numérique peut être captée en voiture, sur un terminal de poche ou à la maison avec un récepteur radio compatible. L'auditeur doit donc impérativement acquérir un poste compatible avec la norme de diffusion adoptée par les stations de son pays.

Outre l'écoute via ordinateur, de nombreux récepteurs WI-FI (WIreless FIdelity), dont des radios WI-FI domestiques, permettent aujourd'hui l'écoute de radio en ligne. De plus, des récepteurs 3G pour la voiture font également leur apparition et il est dorénavant devenu aisé d'écouter la radio en ligne sur smartphone.

1.1.3/ L'INGÉNIERIE DES RÉSEAUX DE COMMUNICATION

Les répéteurs produits par l'entreprise partenaire sont conçus pour recevoir et amplifier des signaux de différents standards/modulations numériques. Ce domaine est une branche de la télécommunication extrêmement vaste. Nous allons introduire dans cette section quelques notions utiles à la suite de ce manuscrit.

1.1.3.1/ TRANSMISSION NUMÉRIQUE

La transmission numérique consiste à faire transiter les informations sur le support physique (canal) de communication sous forme de signaux numériques. Ainsi, des données analogiques devront préalablement être numérisées avant d'être transmises. Toutefois, les informations numériques ne peuvent pas circuler sous forme binaire directement, il s'agit donc de les coder sous forme d'un signal possédant deux états logiques représentant 0 et 1. La FIGURE 1.1 montre la chaîne complète d'une transmission numérique, composée principalement de l'émetteur, le canal et le récepteur.

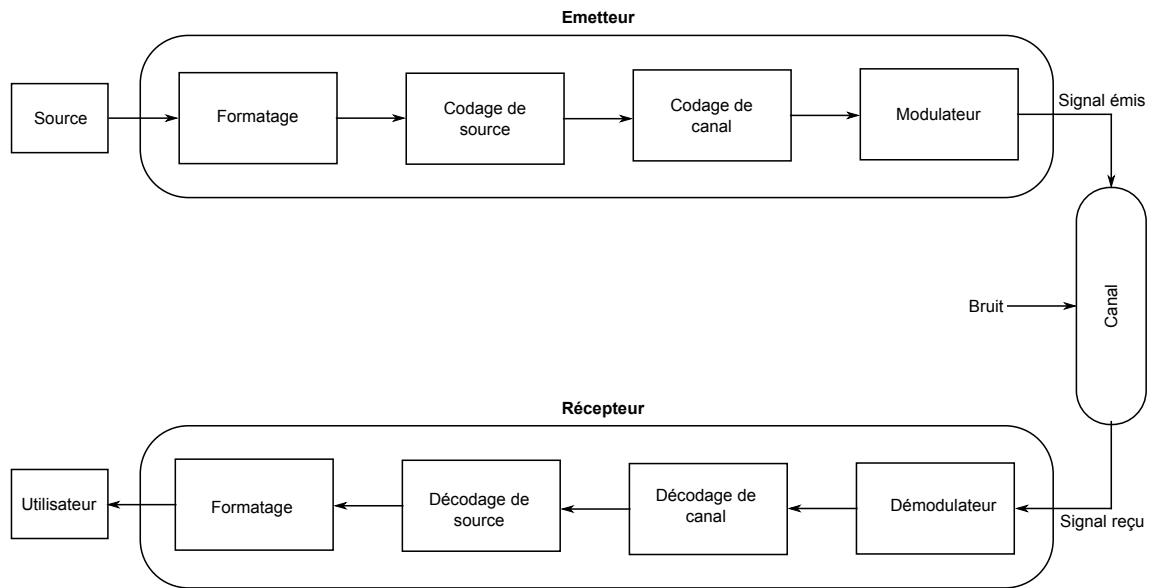


FIGURE 1.1 – Système d’émission et de réception numérique.

1.1.3.1.1 Échantillonnage et quantification

Chaque échantillon du signal sources est quantifié et codé en binaire ; après transmission, il est reconstitué à partir d’une impulsion de DIRAC de l’amplitude correspondante. L’interpolation permettant de relier les échantillons est obtenue grâce à la fonction **sinus cardinal** qui est appelé parfois fonction d’interpolation de SHANNON.

1.1.3.1.2 Codage de source

Le codage de source a pour but la compression des données. Il consiste à supprimer des bits (redundants) afin de compresser le message à transmettre et diminuer ainsi le temps de transmission. Une des caractéristiques principales est le taux de compression qui permet d’évaluer l’efficacité du codage. Parmi les exemples de codage de sources les plus connus :

1. **Image fixe** : comme le JPEG (Joint Photographic Experts Group), GIF (Graphics Interchange Format), BMP (BitMaP image file) et PNG (Portable Network Graphics).
2. **Images vidéo** : MPEG (Moving Picture Experts Group) :
 1. MPEG2 : 720x576 ~ 4 Mb/s.
 2. MPEG4 : haute définition 1920x1080 ~ 10 Mb/s.
3. **Son** : comme le ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation), WAVE (WAVEforme) et MP3 (MPEG-1/2 Audio Layer 3).

1.1.3.1.3 Codage de canal

Le codage de canal a pour but la protection des données contre les erreurs de transmission, pouvant se produire sur le canal. Il consiste à rajouter des bits de redondance

pour permettre le contrôle, la détection des erreurs et éventuellement la correction de ces erreurs. Les codes de canal dits **automatiques** consistent à rajouter à l'information codée une partie de contrôle (redondance) qui contient les informations nécessaires à la détection et à la correction des erreurs de transmission. Il existe plusieurs techniques classiques de codage de canal, comme le codage bloc, convolutif et le turbo-codage.

1.1.3.1.4 Modulation par impulsion et codage

Connue plus souvent sous le nom de PCM (**P**ulse **C**ode **M**odulation), c'est une représentation numérique non compressée d'un signal analogique via une technique d'échantillonnage. Cette technique est utilisée pour la voix en télécommunications et pour le son notamment dans les disques compacts audio, pour l'enregistrement sur les disques optiques à haute capacité.

Le signal de parole ($[300, 3400]$ Hz) est échantillonné toutes les 125 ms, soit 8000 échantillons/s, le codage se fait sur 8 bits, ce qui engendre un débit de 64 kb/s, et donc une bande passante de 32 kHz pour sa transmission. Cela représente 8 fois plus que dans le cas analogique. C'est le prix à payer pour une transmission de qualité numérique.

1.1.3.1.5 Modulation IQ

Chaque signal peut être défini comme étant un vecteur décrivant le signal de bande de base, ce vecteur est défini soit par une phase et une amplitude, soit par les composantes I et Q. Il est assez simple de générer le signal (modulation) à partir des données I et Q en les multipliant par deux signaux LO (**L**ocal **O**scillator) déphasés de 90° et en les additionnant, l'opération inverse permet de récupérer les données I et Q à partir d'un signal d'entrée (démodulation).

1.1.3.2/ MODULATIONS NUMÉRIQUES

Parmi la panoplie des modulations numériques, nous nous intéressons à deux d'entre elles pour leurs caractéristiques et usages au sein de l'entreprise partenaire ; la modulation GMSK et la modulation QAM (**Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation).

1.1.3.2.1 GMSK

Une variante de la modulation MSK (**M**inimum-**S**hift **K**eying) appelée GMSK, qui est utilisée dans le standard de téléphonie GSM. Elle est semblable à la modulation MSK, mais les données sont d'abord filtrées par un filtre Gaussien, avant d'être transmises au modulateur de fréquence.

Le débit binaire en ligne est de 270.833 kb/s. Cette modulation emprunte à la MSK le principe de déphasage de $\pm\pi/2$ à chaque transmission d'un symbole binaire. La GMSK est présentée comme une modulation de fréquence.

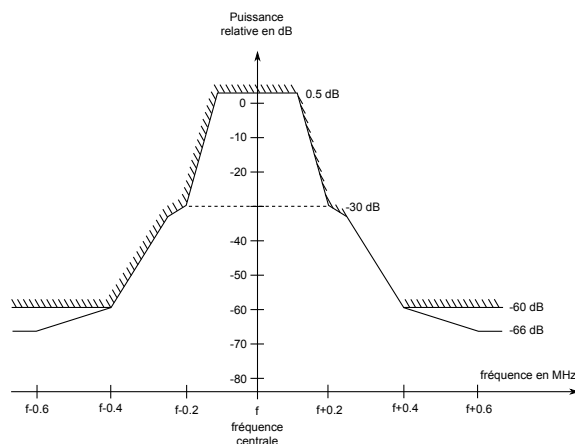


FIGURE 1.2 – Gabarit d'un canal GSM.

tivement à la puissance d'émission. Lorsque la puissance est faible, le niveau maximal au-delà de 600 kHz est de -60 dB. En cas de puissance forte, il est de -66 dB.

Pour générer le signal GMSK, on peut utiliser un modulateur de fréquence correspondant à un simple VCO (Voltage Controlled Oscillator), où le signal d'entrée est préfiltré par un filtre gaussien ; supprimer ce filtre revient à effectuer une modulation MSK, le rôle de ce filtre est de rendre "plus douces" les transitions de phase [126].

La norme définit les gabarits que le spectre du signal doit respecter pour les différents matériels. Un exemple de gabarit est illustré par la FIGURE 1.2. Le gabarit est donné rela-

1.1.3.2.2 QAM

La modulation d'amplitude en quadrature, appelée QAM, est une forme de modulation de l'amplitude de la porteuse elle-même et d'une autre porteuse en quadrature selon l'information transportée par deux signaux d'entrée I et Q.

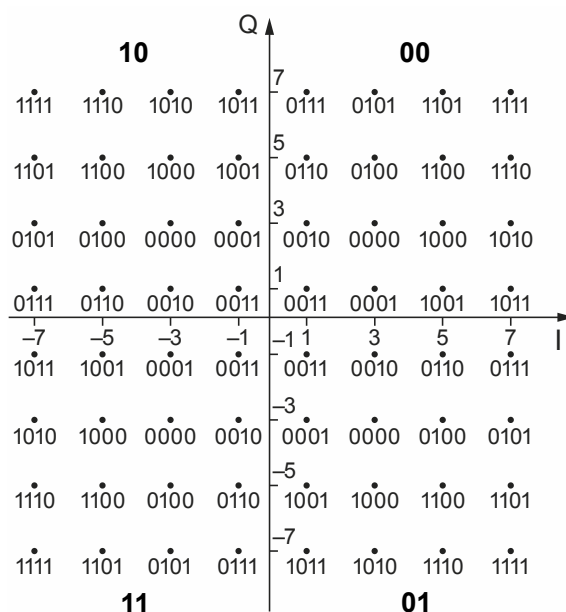


FIGURE 1.3 – Constellation 64-QAM.

Cela signifie que l'amplitude et la phase de la porteuse sont simultanément modifiées en fonction de l'information à transmettre.

Selon le nombre de sous-porteuses on définit les modulations associées, ce nombre est une puissance de 2 donnant lieu aux modulations ; 2-QAM c'est la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying), 4-QAM appelée parfois QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) ou QAM simplement, 16-QAM, 64-QAM dont la constellation est montrée par la FIGURE 1.3, 256-QAM, 1024-QAM, 4096-QAM, ...

La modulation de phase peut également être considérée comme une modulation QAM, où seule la phase varie. Cette remarque peut également être étendue à la modulation de fré-

quence, qui n'est en fait qu'un cas particulier de la modulation de phase.

1.1.3.2.3 OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses modulées en QAM le signal numérique que l'on veut transmettre. Il existe deux modes de transmissions :

- Mode 2K : 1705 porteuses.
- Mode 8K : 6817 porteuses.

Chacune de ces porteuses est modulée individuellement à bas débit pour que la durée utile d'un symbole soit grande devant l'étalement des échos, et limiter ainsi l'interférence inter-symbole (entre deux symboles) à un faible intervalle de temps que l'on appelle intervalle de garde [182]. Par conséquent, l'intervalle d'observation du récepteur est limité à la partie utile du signal, qui est soumise à l'interférence intra-symbole (du symbole sur lui-même). La durée des symboles et l'espacement des N porteuses forment une base orthogonale. Le principe d'orthogonalité permet au récepteur de récupérer l'information sur chacune des porteuses.

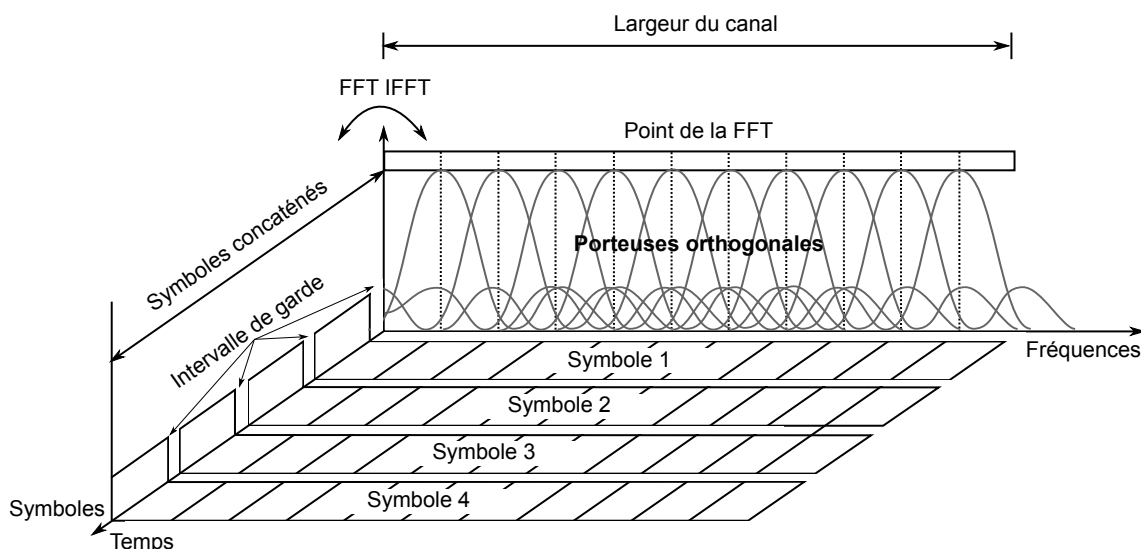


FIGURE 1.4 – Représentation temps-fréquence d'un signal OFDM.

Pour s'affranchir de l'interférence intra-symbole, la technique C-OFDM produit une redondance pour détecter et corriger les erreurs permettant au récepteur de reconstituer les informations perdues lors de la transmission, grâce à la corrélation qui les lie aux informations correctement reçues.

Avantage de l'OFDM La modulation OFDM a beaucoup d'avantages, par exemple :

- Utilisation optimale de la bande de fréquence allouée par orthogonalité des porteuses.
- Plus de robustesse face aux problèmes des échos grâce à l'intervalle de garde.
- Le signal C-OFDM assure la répartition de l'information sur un grand nombre de porteuses, limitant la perte de données en cas de fading (évanouissement du signal).
- Récupération de l'information perdue grâce au codage convolutif et à l'entrelacement permettant de réduire de façon importante le taux d'erreur.

Paramètre de l'OFDM C'est une modulation dont on peut dériver plusieurs standards, essentiellement le DVB-T et le LTE. Les principales caractéristiques de cette modulation sont indiquées dans la TABLE 1.3.

Paramètres	Mode de transmission							
	Mode 2K (1705 Porteuses)				Mode 8K (6817 Porteuses)			
Nombre de porteuses								
Intervalle de garde	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$
Durée du symbole utile	224 μ s				896 μ s			
Durée intervalle de garde (μ s)	56	28	14	7	224	112	56	28
Distance max en SFN (km)	17	9	4	2	67	34	17	9
Débit net en 64-QAM (Mb/s)	19.91	22.12	23.42	24.13	19.91	22.12	23.42	24.13

TABLE 1.3 – Caractéristiques de la modulation OFDM.

Le standard DVB-T Il s'agit de l'une des normes de la famille DVB qui comprend des normes de diffusion de la télévision numérique par différents moyens. Le DVB-T utilise une modulation OFDM avec une concaténation du codage de canal COFDM (Code OFDM). Il est utilisé par tous les pays d'Europe, au Proche et Moyen-Orient, dans la zone Pacifique ainsi que dans certains pays d'Asie, d'Afrique et d'Amérique.

Cette norme tient compte des caractéristiques suivantes :

1. Bande disponible réduite : 8 MHz en télévision.
2. Interférence Inter-Symboles importante due aux multitrajets longs, c'est-à-dire distance et temps de propagation importants.
3. Atténuation forte au niveau du récepteur, le rapport SNR (Signal to Noise Ratio) est limité à 18.6 dB environ.
4. Présence de bruit impulsif dû aux moteurs, aux équipements électriques et aux autres facteurs.

Les formats destinés à remplacer le DVB-T sont le DVB-H (mobile), et le DVB-T2.

1.1.3.2.4 Modulations et applications associées

La TABLE 1.4 cite les modulations les plus utilisées, ainsi que certains domaines d'applications qui leurs sont associés. Grâce à sa robustesse et son efficacité spectrale, la

modulation QAM (et ses variantes) est l'une des modulations les plus utilisées actuellement, on la retrouve dans les standards les plus modernes tels que le DVB et LTE.

Modulations	Applications
MSK GMSK	GSM
BPSK	Télémétrie spatiale, câbles modems et réseau local
QPSK, DQPSK, $\pi/4$ DQPSK	Satellite, CDMA, TETRA, DVB, DVBT/H
OQPSK	CDMA, sécurité public, land mobile
8PSK (Phase-Shift Keying)	Avionique, EDGE, Bluetooth
16-QAM	Hyperfréquence, modems, DVB-C/T/H, HSPA+
32-QAM	Liaison micro-onde terrestre
64-QAM	DVB-C, LAN (Local Area Network), LTE
256-QAM	Modems DVB-C (Europe), Vidéo numérique (US)

TABLE 1.4 – Modulations numériques et applications associées.

1.1.3.3/ TECHNIQUE D'ACCÈS MULTIPLE

Les techniques d'accès multiple sont utilisées pour permettre à un grand nombre d'utilisateurs mobiles de partager le spectre attribué de la manière la plus efficace et sans risque de collision. Comme le spectre est limité, le partage est nécessaire pour augmenter la capacité de la cellule. Cela permet l'utilisation d'une bande passante disponible par différents utilisateurs en même temps. Ces opérations de partage doivent s'effectuer sans dégrader la qualité du signal, les principales techniques sont :

1.1.3.3.1 TDMA

Le TDMA est une technique d'accès multiple à une ressource radio partagée. Il permet à plusieurs utilisateurs de partager le même canal de fréquence en divisant le signal en différentes tranches de temps appelées *time slot*. Les utilisateurs transmettent en succession rapide, l'un après l'autre, chacun avec son propre *slot*, cela permet à plusieurs stations de partager le même support de transmission. Cette technique est utilisée depuis le GSM et la 2G, elle est également largement utilisée dans les systèmes satellitaires.

1.1.3.3.2 FDMA

Le FDMA (Frequency Division Multiple Access) est un mode de multiplexage destiné à la téléphonie mobile. Il s'agit d'un découpage en bandes de fréquences de manière à attribuer une partie du spectre à chaque utilisateur. Ainsi, chaque utilisateur se voit attribuer une ou deux bandes de fréquence distinctes, une pour l'émission et une pour la réception si le mode duplex FDD (Frequency Division Duplexing) est utilisé.

1.1.3.3.3 CDMA

Le **CDMA** est un système de codage des transmissions, utilisant la technique d'étalement de spectre. Il permet à plusieurs liaisons numériques d'utiliser simultanément la même fréquence porteuse. Il est appliqué dans les réseaux de téléphonie mobile dans le segment d'accès radio, par plus de 275 opérateurs dans le monde surtout en Asie et en Amérique du Nord. Il est aussi utilisé dans les télécommunications spatiales, militaires essentiellement, et dans les systèmes de navigation par satellite comme le **GPS** (Global Positioning System). Dans le domaine des services mobiles, la norme **CDMA2000** utilise le **CDMA**. Celle-ci permet aux opérateurs de proposer à leurs abonnés des services d'accès à Internet à haut débit.

1.1.3.3.4 SDMA

Le **SDMA** (Space Division Multiple Access) utilise la séparation spatiale des utilisateurs dans le but d'optimiser les ressources spectrales. La première forme du **SDMA** consiste en la réutilisation d'une même fréquence dans les cellules qui ne sont pas adjacentes. En **SDMA** les différents utilisateurs sont couverts à l'aide d'antennes de faisceau étroit. La **FIGURE 1.5** illustre le mécanisme de ces techniques de multiplexage.

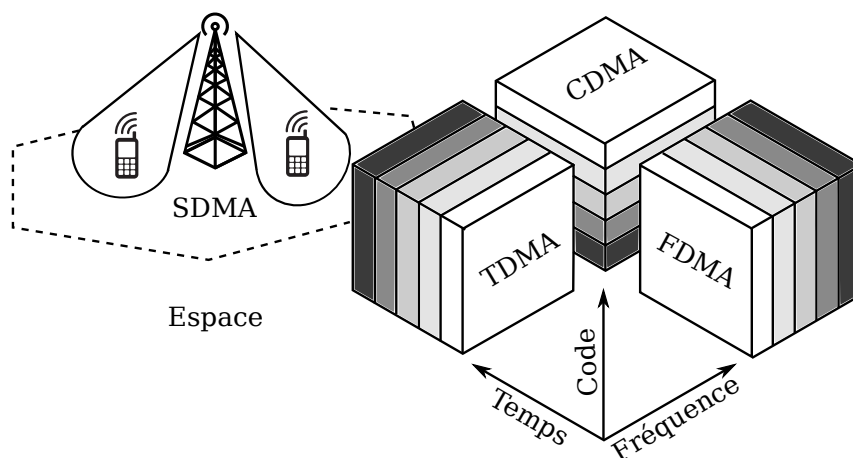


FIGURE 1.5 – Techniques de multiplexage.

Les techniques **TDMA**, **FDMA** et **CDMA** sont les trois méthodes communément utilisées pour le partage de la bande passante.

1.1.3.4/ ERREURS DE MODULATION

Dans toute transmission, une partie de l'information transmise est perdue à cause des effets indésirables de transmission tels que les distorsions, les interférences, la désynchronisation et le bruit. Le calcul des erreurs de modulation est un indicateur de la qualité de celle-ci, il en existe plusieurs selon le type de la modulation tels que le **BER** (Bit Error Rate), **MER** (Modulation Error Ratio) et **EVM** (Error Vector Magnitude).

1.1.3.4.1 BER

Indique la valeur relative au taux d'erreurs mesuré à la réception d'une transmission numérique, qui a été altérée à cause d'un des facteurs précédemment cités. Le BER est le nombre de bits erronés divisé par le nombre de bits transférés au total, c'est une grandeur sans unité, généralement exprimée en pourcentage.

1.1.3.4.2 EVM

C'est une mesure utilisée pour quantifier la performance d'un émetteur/récepteur de radio numérique.

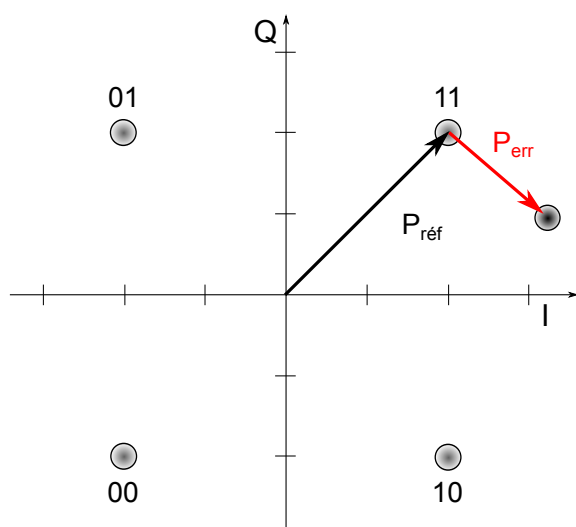


FIGURE 1.6 – Notion du vecteur d'erreur EVM.

Un signal émis par un émetteur idéal (et reçu par un récepteur idéal) aurait tous les points de sa constellation précisément à l'emplacement idéal, comme le montre le diagramme de la FIGURE 1.6. À cause des effets négatifs de la transmission, les points de la constellation s'écartent de l'emplacement idéal, l'EVM peut être vu comme la mesure de l'écartement des points de la constellation par rapport à leur emplacement idéal.

L'EVM est égal au rapport de la puissance du vecteur erreur sur la RMS (Root Mean Square) de la puissance du vecteur réfé-

rence. L'EVM peut être défini en décibels ou bien en pourcentage :

- L'EVM en décibels est donné par l'expression (1.1) :

$$\text{evm} = 10 \log_{10} \frac{P_{err}}{P_{ref}}. \quad (1.1)$$

- L'EVM en pourcentage est donné par l'expression (1.2) :

$$\text{evm}_{\%} = \sqrt{\frac{P_{err}}{P_{ref}}} \times 100. \quad (1.2)$$

1.1.3.4.3 MER

Comme l'EVM, le MER est une mesure utilisée pour quantifier la performance d'un émetteur/récepteur de radio numérique dans le cas d'une modulation QAM. Le MER peut aussi être défini en décibels ou en pourcentage selon les équations : (1.1) et (1.2).

1.1.3.5/ CONCEPT CELLULAIRE

Un système de radiotéléphonie a pour but de permettre l'accès au réseau téléphonique à partir d'un terminal mobile sur un territoire étendu. Pour assurer une liaison de qualité suffisante entre le terminal et le réseau, il aurait fallu une puissance importante des émetteurs. Afin de limiter cette puissance, plusieurs BTS sont placées selon des règles bien définies pour que le terminal soit toujours à portée de vue de l'une de ces BTS. La surface du territoire sur laquelle la MS peut établir une liaison directe avec la BTS est appelé **cellule**, son rayon et sa forme varient en fonction de la nature des lieux. Ce concept a été inventé dès la première génération et a mûri avec l'arrivée de la 2G. Les réseaux de première génération possédaient des cellules de grande taille (50 km de rayon) au centre desquelles se situait une antenne d'émission. L'ancien système allouait une bande de fréquences de manière statique, c'est-à-dire que l'on allouait une bande de fréquences pour chaque utilisateur qui se trouve dans la cellule qu'il en ait besoin ou non. Ce système ne fournissait le service qu'à un nombre d'utilisateurs égal au nombre de bandes de fréquences disponibles. Étant donné que tout le monde ne téléphone pas en même temps, l'idée d'allouer un canal à un utilisateur uniquement à partir du moment où celui-ci en avait besoin fut l'une des premières améliorations : ainsi on augmente d'une manière statistique le nombre d'abonnés.

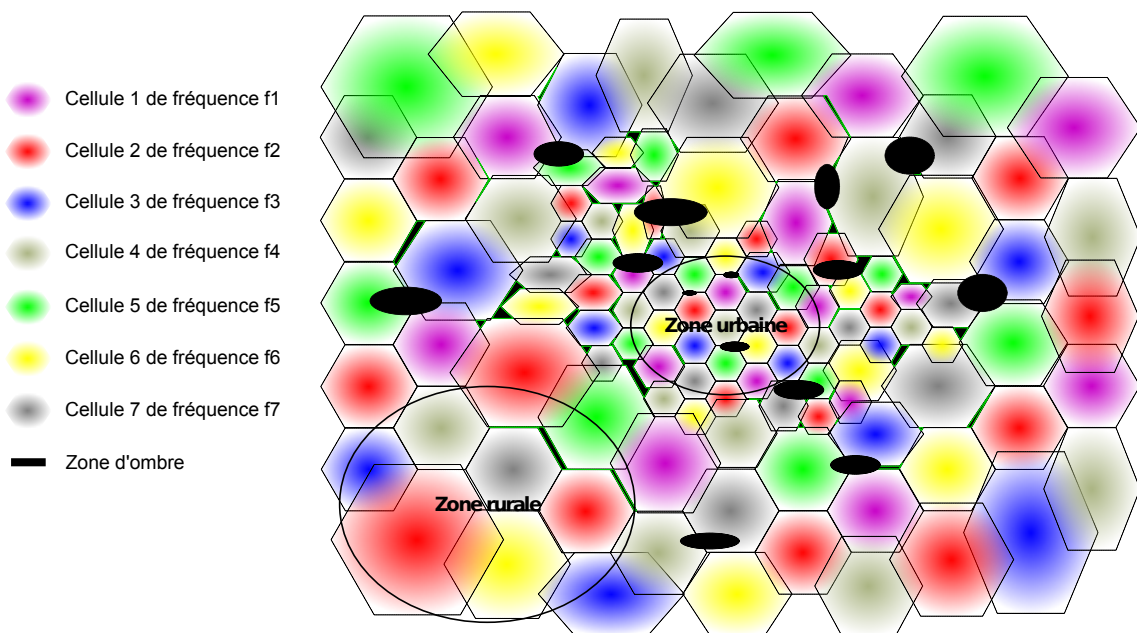


FIGURE 1.7 – Concept cellulaire de la couverture radio-fréquence.

Le concept de cellule est apparu afin de contourner de nombreuses difficultés liées notamment à la puissance, aux ressources radio-fréquence et aux interférences. Le principe de ce système est de diviser le territoire en cellules, comme le montre la FIGURE 1.7, et de partager les fréquences radios entre celles-ci. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une BTS à laquelle on associe un certain nombre de canaux. Ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans les cellules adjacentes (risque d'interférences). Ainsi, on définit des motifs, constitués de plusieurs cellules, dans lesquels chaque fréquence

est utilisée une seule fois.¹ Dans les zones urbaines denses, l'opérateur utilise des **microcellules**, de quelques centaines de mètres de rayon, pour écouler le trafic important par unité de surface comme l'illustre la FIGURE 1.7. Dans les zones rurales faiblement peuplées, les cellules sont de taille importante, pouvant aller jusqu'à 30 km et sont appelées **macrocellules**. Les différents environnements urbains/ruraux, intérieurs/extérieurs, et les prévisions de demande de trafic imposent des contraintes de nature diverse pour l'interface radio et le déploiement du système. Les systèmes radiomobiles ont des ambitions diverses. Un système satellitaire peut assurer une couverture géographique complète incluant mers et déserts mais ne peut faire face aux demandes de trafic qui existent dans les zones urbaines. À l'opposé, un système sans fil est à même de gérer des concentrations de trafic très locales comme le *hot spot* mais ne peut en aucun cas couvrir des zones rurales. Les systèmes cellulaires occupent la place importante située entre ces deux extrêmes. Ils sont adaptés à des environnements variés, zones urbaines ou rurales, peuvent servir des abonnés piétons ou automobilistes, couvrir des rues ou des autoroutes et, dans une certaine mesure, l'intérieur des immeubles [126]. Les signaux émis depuis la BTS rencontrent des obstacles lors de leur propagation [70], cela crée des zones où la couverture est soit très faible soit corrompue, ces zones sont appelées **zones d'ombre**, ou parfois **zones blanches**.

1.1.4/ LES ZONES D'OMBRE

Appelées parfois **zones blanches**, ce sont des zones du territoire qui ne sont pas desservies par un réseau donné, plus particulièrement un réseau de téléphonie mobile ou de radiodiffusion.

Quelque soit la nature de la transmission radio, le support reste toujours l'onde électromagnétique, à travers le canal physique dont les caractéristiques dépendent de plusieurs facteurs [213]. La nature des lieux, leurs topographies et leurs distances peuvent les rendre inaccessibles à la couverture radio. Dans les lieux urbains fortement peuplés, les antennes sont multipliées et les rayons des cellules sont réduits afin d'absorber la demande et assurer la couverture, néanmoins la présence des zones d'ombre persiste à cause des hauts immeubles introduisant des réflexions multiples du signal, des constructions souterraines confinées comme les tunnels et les parkings.

Dans les milieux ruraux moyennement ou faiblement peuplés, les raisons de présence de ces zones sont souvent topographiques et économiques. En effet, les montagnes, les vallées et les surfaces d'eau contribuent à la dégradation du signal émis, l'éloignement géographique et la faible densité de population rendent l'installation d'une antenne peu rentable pour les opérateurs qui privilégient d'autres alternatives pour la couverture de ces zones. Ces alternatives consistent en l'installation de **répéteurs** de tout genre.

1. En pratique, les hexagones sont des cercles plus au moins déformés selon la topographie du terrain, ces cercles se chevauchent à environ 15% afin d'éviter les coupures lors de l'opération *handover*.

1.2/ LES RÉPÉTEURS

L'idée principale d'un répéteur consiste à combiner un récepteur et un émetteur pour compenser les pertes de transmission d'un canal donné, en amplifiant et en traitant le signal sans modifier son contenu. À partir de cette idée, plusieurs techniques de conception de répéteurs ont vu le jour faisant l'objet de propriété industrielle [3, 22, 62, 116, 187, 215]. Ces techniques sont adaptées aux domaines d'applications et définissent les types des répéteurs.

1.2.1/ CLASSIFICATION DES RÉPÉTEURS

La classification des répéteurs peut se faire selon plusieurs critères.

1.2.1.1/ PAR GAMME DE PUISSANCE

1. Forte puissance : couverture des grandes zones d'ombre comme les villages et les tunnels.
2. Moyenne puissance : couverture des zones d'ombre moyennes comme les parkings et les amphithéâtres.
3. Faible puissance : couverture des petites zones d'ombre comme les salles et les étages d'immeubles.

1.2.1.2/ PAR DOMAINE D'UTILISATION

1. Répéteurs de radiocommunication : Le déploiement de répéteurs de radiocommunication nécessite une liaison bidirectionnelle, voie montante et voie descendante [110, 115].
2. Répéteurs de radiodiffusion : appelés communément gap fillers, ils assurent une liaison unidirectionnelle, de l'émetteur vers le récepteur.

1.2.1.3/ PAR TYPE D'INSTALLATION

1. Répéteurs extérieurs (outdoor) : élargissement de la zone de couverture cellulaire. Cela s'applique lorsque la couverture cellulaire est limitée par la topographie. Ces solutions peuvent avoir une couverture simple ou multi-lobes, selon la forme de la zone qui nécessite une couverture. Ils peuvent être conçus pour couvrir une zone ou un tronçon de route par exemple.
2. Répéteurs intérieurs (indoor) : l'environnement intérieur est généralement confiné et isolé. Les ondes électromagnétiques, et notamment celles de haute fréquence, y pénètrent difficilement. Les répéteurs indoor sont de faible puissance, faiblement couplés, plusieurs répéteurs peuvent être installés en les reliant généralement par un câble RF (Radio Frequency) ou des fibres optiques.

1.2.1.4/ PAR LA NATURE DE LEURS LIAISONS

1. Répéteurs à fibre optique : ils sont utilisés dans un système de communications à fibres optiques pour régénérer un signal optique en convertissant le signal optique en un signal électrique pour le traitement, avant qu'il soit retransmis à nouveau sous forme d'un signal optique. Ces répéteurs sont utilisés pour étendre la portée des liaisons de communication optique, pour vaincre la perte due à l'atténuation de la fibre optique et la distorsion du signal optique [108, 154, 178].
2. Transposition de fréquence dans la bande : le répéteur reçoit le signal à une fréquence et le retransmet à une fréquence différente [23, 76]. Le problème d'isolation ne se pose pas mais l'inconvénient réside dans la nécessité des ressources spectrales et matérielles supplémentaires pour le déploiement de répéteurs à transposition de fréquence.
3. Transposition de fréquence en dehors de la bande : dans le cas où deux bandes sont allouées à un même opérateur, comme pour le GSM900 et le GSM1800 par exemple, la transposition de fréquence de 900 MHz vers 1800 MHz et vice-versa peut s'avérer avantageuse [191].
4. Iso-fréquence : le répéteur reçoit le signal et le retransmet à la même fréquence. Typiquement, le répéteur iso-fréquence est doté d'une antenne directive dans la direction de l'antenne dite **donneuse**, située à une hauteur précise pour avoir le plus de gain possible. Le répéteur amplifie une bande de fréquence prédéfinie dans une direction donnée [149]. Le défi majeur lors de l'installation de répéteurs iso-fréquence consiste en l'**isolation** du canal qui doit être supérieure de 15 dB au gain du répéteur, faute de quoi les interférences augmentent et le système se met même à osciller [24] si l'isolation entre antennes n'est pas suffisante. La TABLE 1.5 donne les distances entre antennes en fonction des valeurs de l'isolation.

Fréquence MHz	Longueur d'onde m	30 dB	45 dB	60 dB
465	0.645	1.62	9.11	51.25
725	0.414	1.04	5.84	32.87
810	0.37	0.93	5.23	29.42
880	0.341	0.86	4.82	27.08
940	0.319	0.8	4.51	25.35
1 840	0.163	0.41	2.3	12.95
1 960	0.153	0.38	2.16	12.16
2 160	0.139	0.35	1.96	11.03
2 655	0.113	0.28	1.6	8.98

TABLE 1.5 – Distance en mètres entre antennes (émettrice et réceptrice) pour obtenir 30, 45, 60 dB d'isolation.

Les fréquences basses ont des caractéristiques physiques de propagation radio-électrique plus robustes (moins d'atténuation pour une même distance) que celles des fréquences plus hautes. Cela présente un avantage non négligeable en termes de coûts de construction des réseaux, nécessitant un nombre plus faible d'émetteurs ou de stations de transmission. C'est pourquoi elles sont parfois qualifiées de "fréquences en or". Les groupes radiocommunication et radiodiffusion s'affrontent pour que ces fréquences leur soient affectées par les pouvoirs publics.

Cette classification nous permet de distinguer, parmi la grande variété des répéteurs, celui qui nous intéresse le plus particulièrement, à savoir le répéteur iso-fréquence, indépendamment de sa puissance, de son domaine d'utilisation et de son type d'installation.

1.2.2/ RÉPÉTEURS ISO-FRÉQUENCE

Nous allons voir, avec plus de détails, l'architecture et le fonctionnement d'un répéteur iso-fréquence, car c'est au sein de ces répéteurs que le phénomène de l'écho radio-fréquence se produit. Les répéteurs à transposition de fréquence ne font pas l'objet de cette étude. Dorénavant -sauf cas ambigu- nous parlerons simplement de répéteurs pour désigner les répéteurs iso-fréquence.

1.2.2.1/ DESCRIPTION

Les répéteurs sont une solution pour étendre la couverture d'un émetteur principal de manière simple et économique en filtrant et en amplifiant le signal. La FIGURE 1.8 montre le synoptique d'un répéteur sous sa forme la plus simple.

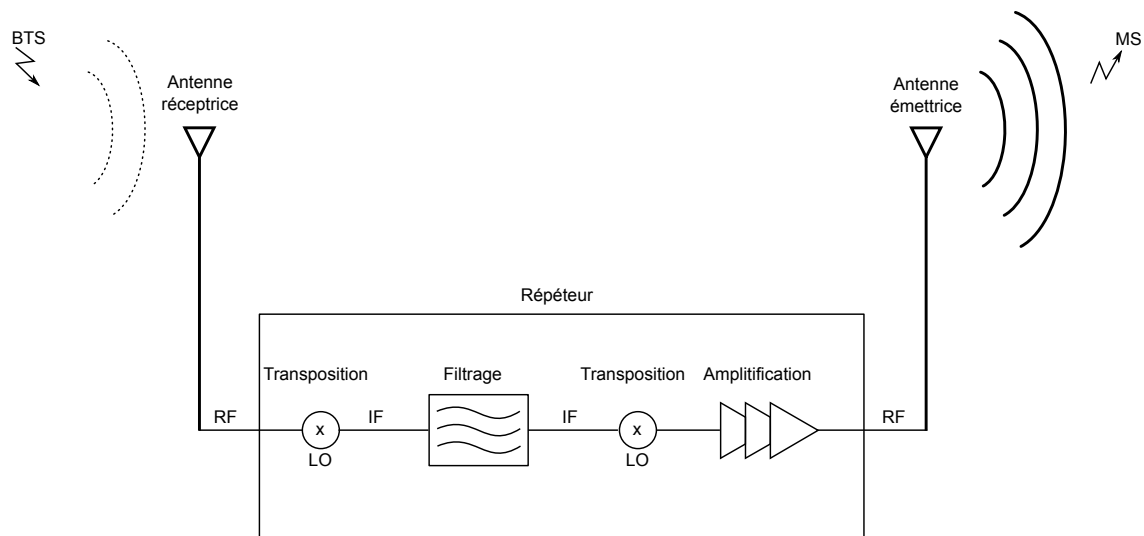


FIGURE 1.8 – Synoptique simplifié d'un répéteur iso-fréquence.

1.2.2.2/ FONCTIONNEMENT

Le signal radio-fréquence à très faible niveau est capté par l'antenne de réception puis transposé en IF (**I**ntermediate **F**requency) grâce à un LO. Le signal en bande IF traverse des étages de traitement analogique et/ou numérique, il est ensuite retransposé en bande radio-fréquence, par le même LO que celui de l'entrée, puis il est amplifié et envoyé à l'antenne émettrice. Dans la réalité, l'architecture des répéteurs est beaucoup plus complexe que cela, nous détaillerons les points qui nous seront utiles au fur et à mesure de ce mémoire. Les paramètres principaux d'un répéteur sont :

- Le gain (l'amplification) noté g , et g lorsqu'il est exprimé en décibels.
- Le retard intrinsèque au répéteur dû aux divers étages de traitement noté τ_0 , exprimé généralement en μs .

Généralement, les antennes émettrices sont directives comme le montre la FIGURE 1.8 afin d'orienter la puissance de couverture vers une zone d'ombre bien précise [172]. Malgré la directivité de l'antenne émettrice, dans le cas des répéteurs iso-fréquence à fort gain, une partie de la puissance rayonne vers l'antenne réceptrice surtout si l'isolation entre ces antennes n'est pas suffisante.

1.2.3/ PHÉNOMÈNE DE L'ÉCHO

Ce rayonnement entre antennes (émettrice, réceptrice) donne naissance au phénomène de **l'écho radio-fréquence** : on trouve dans la littérature diverses appellations de ce phénomène comme radio frequency feedback [72], radio frequency coupling [129] ou encore radio frequency interferences [157].

Dans ce contexte, nous utiliserons l'appellation écho radio-fréquence et simplement **écho** lorsqu'il n'y a pas d'ambiguïté. Si le terme radio-fréquence est souvent associé à ce phénomène, c'est que ce phénomène a été découvert et largement étudié dans un autre domaine que celui de la télécommunication.

1.2.3.1/ L'ÉCHO EN ACOUSTIQUE

Sauf exception, toute conversation est accompagnée d'échos, on entend les échos d'ondes acoustiques provenant d'ailleurs et même celles de nos propres paroles, après réflexion sur les murs et les objets environnants. Si ces réflexions arrivent avec un délai très court après la parole, elles ne sont pas perçues comme des échos mais simplement comme de simples réverbérations [83, 141, 151, 211], elles sont parfois appréciées comme dans les concerts musicaux. Néanmoins, si ces réflexions arrivent quelques millisecondes après la parole, et avec une amplitude non négligeable par rapport au signal utile, elles sont considérées comme des échos, c'est un effet généralement indésirable.

Depuis la nuit des temps, les échos acoustiques ont fait l'objet des préoccupations des architectes. Mais aussi, depuis l'arrivée des technologies du traitement de signal, ce sujet a fait et continue à faire l'objet de nombreuses études et publications scientifiques, d'autant plus que les échos peuvent être créés par ces moyens électroniques eux-mêmes, comme c'est le cas dans les réseaux téléphoniques [28].

Dans le domaine de l'acoustique, on distingue deux types d'échos : **l'écho acoustique** appelé effet LARSEN et **l'écho de ligne**.

1.2.3.2/ LES ÉCHOS DE LIGNE

L'écho de ligne est le résultat d'une désadaptation d'impédance dans la centrale téléphonique (telephone exchange hybrids) où l'on passe d'une communication à deux fils à une communication à quatre fils.

Au-delà d'une certaine amplitude, les échos deviennent audibles à l'oreille humaine quand le délai dépasse 1 ms. Les échos deviennent ennuyeux et désagréables si le délai de la boucle est supérieur à 20 ms.

Dès le début de l'expansion des réseaux téléphoniques fixes, le coût de fonctionnement d'une ligne utilisateur à quatre fils s'est avéré une solution peu rentable. Ces lignes à quatre fils ont été remplacées par des lignes à deux fils avec l'utilisation d'un pont hybride

2/4 fils au niveau de la centrale téléphonique. En raison d'un déséquilibre d'impédance, une partie de la puissance du circuit 4 fils est renvoyée à l'émetteur créant l'écho de ligne.

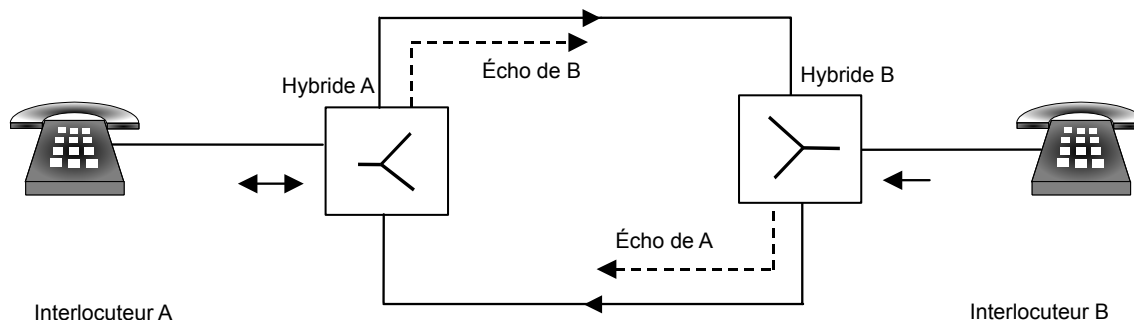


FIGURE 1.9 – Écho de ligne.

Si le délai de ces échos est supérieur à 1 ms, leur impact devient important sur la qualité d'une communication téléphonique. Dans une communication locale (à courte distance) les deux utilisateurs sont connectés par une liaison à deux fils formant une boucle où les impédances sont adaptées et la présence des échos est peu significative. En revanche, lorsqu'il s'agit d'une communication longue distance, chacun des utilisateurs est connecté par une liaison à quatre fils à la centrale téléphonique, comme le schématise la FIGURE 1.9. Si le pont hybride ne servait qu'à une communication, on aurait la possibilité d'adapter les impédances, et par conséquent les échos n'auraient pas d'impact. La réalité est que le pont hybride sert à effectuer de nombreuses communications ayant des distances différentes, d'où la désadaptation de l'impédance. Les paramètres principaux caractérisant un écho de ligne sont l'amplitude et le délai de la boucle.

En effet, plus l'amplitude des échos est significative par rapport au signal utile, plus les échos sont audibles si leur délai est de l'ordre de quelques millisecondes. Par exemple, lorsqu'un appel longue distance s'effectue via satellite, le délai de la boucle est autour de 600 ms, et les échos deviennent non négligeables, ce délai pouvant être rallongé à cause des traitements électroniques dans les terminaux fixes ou mobiles. Pour cette raison, une solution de suppression d'écho de ligne dans les centrales téléphoniques est primordiale.

1.2.3.3/ LES ÉCHOS ACOUSTIQUES (EFFET LARSEN)

L'écho acoustique est apparu à l'aube du développement des microphones et des haut-parleurs, leur proximité provoquait un sifflement connu sous le nom de **l'effet LARSEN** [98].

La FIGURE 1.10 illustre le mécanisme de l'effet LARSEN

L'effet LARSEN est un phénomène physique de rétroaction acoustique, il se produit lorsque le haut-parleur, se comportant comme un émetteur, et le microphone, se comportant comme un récepteur, sont placés à proximité l'un de l'autre par un système audio. Le son émis par l'émetteur est capté par le récepteur qui le retransmet amplifié à l'émetteur. Cette boucle produit un son qui augmente progressivement en intensité jusqu'à atteindre les limites physiques du matériel utilisé, avec le risque de l'endommager.

Ce phénomène est particulièrement fréquent dans tout système de sonorisation (conférence, concert, téléphone avec haut-parleur, prothèse auditive) et produit un sifflement qui dépend de la fréquence de résonance des composants électriques et électroniques du système audio, de la distance séparant émetteur et récepteur, des propriétés acous-

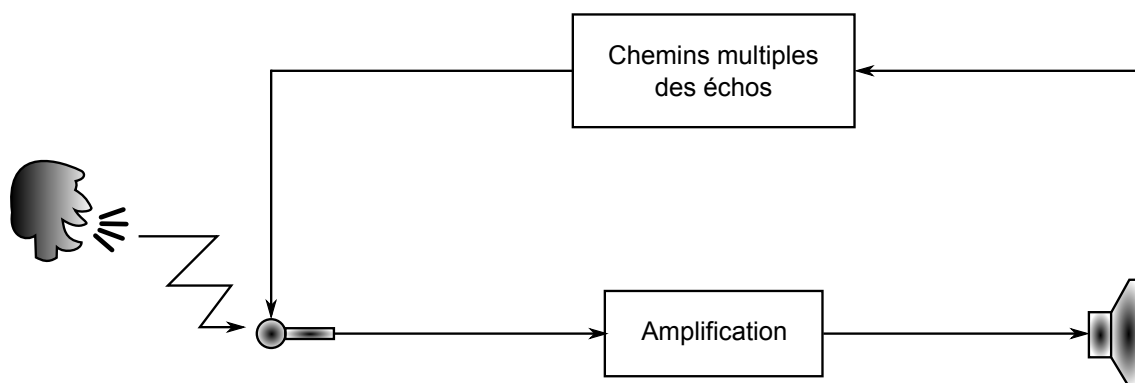


FIGURE 1.10 – Fonction de transfert d'un système acoustique en boucle fermée.

tiques du lieu d'écoute et du caractère directionnel du récepteur.

L'effet LARSEN peut entraîner un sifflement dans le cas où une proportion importante de l'énergie sonore transmise par le haut-parleur est reçue en retour par microphone. Cette énergie circule indéfiniment dans la boucle de rétroaction tant que le gain global reste supérieur à l'unité.

Le gain global de la boucle de rétroaction dépend de la réponse fréquentielle des composants électroniques, mais également des chemins parcourus par le signal sonore. Les effets indésirables liés aux composants électriques peuvent être réduits en concevant des systèmes ayant une réponse fréquentielle plate [217]. Le problème principal réside dans les chemins parcourus -appelés canaux- car ils dépendent des caractéristiques de réverbération de la pièce qui ne sont pas connues a priori. Si le système : {microphone, haut-parleur et pièce} est excité à une fréquence dont le gain est supérieur à l'unité, alors le signal est amplifié à chaque fois qu'il parcourt la boucle et la rétroaction augmente l'énergie sonore. Dans la pratique, cette énergie est limitée par la non linéarité des systèmes électroniques.

L'effet LARSEN se produit, sous certaines conditions, dans le domaine radio-fréquence.

1.2.3.4/ ÉCHO RADIO-FRÉQUENCE AU SEIN D'UN RÉPÉTEUR

Les conditions qui engendrent l'effet LARSEN se trouvent réunies dans le cas d'un répéteur iso-fréquence. En effet, lors de leur propagation, les ondes électromagnétiques sont susceptibles de subir de multiples réflexions et/ou réfractions sur de multiples obstacles fixes ou mobiles comme c'est le cas dans les zones urbaines denses ou dans les zones rurales montagneuses, le schéma de la FIGURE 1.11 en donne l'idée globale.²

Pour des raisons économiques, les antennes du répéteur sont installées à proximité l'une de l'autre, ce qui diminue l'isolation. Dans ce cas, les signaux -à la même fréquence- émis par l'antenne ré-émettrice du répéteur sont captés par l'antenne réceptrice du répéteur. L'ensemble répéteur-canal forme un système en boucle fermée à l'image de celui du domaine acoustique, la TABLE 1.6 montre les similitudes des environnements lors de la création des échos acoustiques et radio-fréquence. Les travaux de recherche qui ont été menés en acoustique sont de grande utilité pour le domaine radio-fréquence.

2. Ces atténuations ou déviations varient dans le temps et sont appelées **évanouissements** ou *fading* [195].

Acoustique	Radio-fréquence
Narrateur	Station de base
Microphone	Antenne de réception
Haut-parleur	Antenne d'émission
Amplificateur	Répéteur iso-fréquence
Amphithéâtre (seine)	Milieu urbain ou montagneux
Auditeur	Station mobile

TABLE 1.6 – Comparaison de l'environnement de l'écho acoustique avec celui de l'écho en radio-fréquence.

Si le phénomène de l'écho acoustique se traduit par des réverbérations et des sifflements désagréables, les échos radio-fréquence ne sont détectables que par la mesure de la qualité du signal transmis (cf. 1.1.3.4). Lorsqu'il s'agit d'un écho faible, le taux d'erreur de modulation augmente, comme nous le verrons dans le Chapitre 2, et, à partir d'un certain seuil, le système entre en oscillation jusqu'aux limites physiques des composants électroniques.³ Nous démontrerons dans le chapitre suivant que l'amplitude de ces oscillations est proportionnelle à la marge de gain entre le répéteur et le canal.

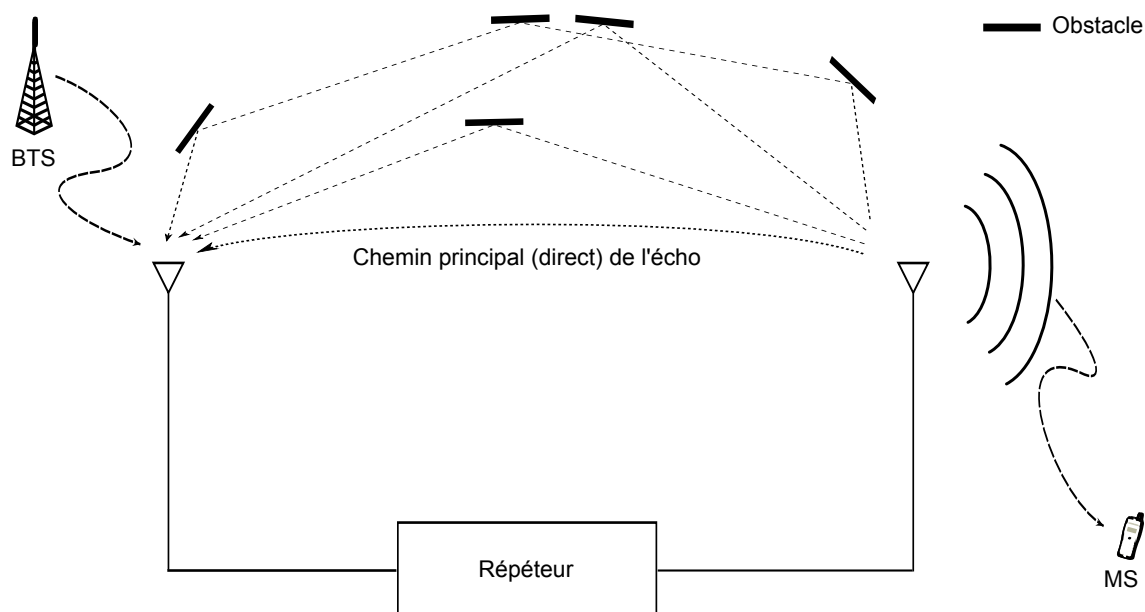


FIGURE 1.11 – L'écho radio-fréquence produit par les chemins multiples.

La FIGURE 1.11 montre que l'antenne réceptrice reçoit des échos ayant parcouru des chemins différents. L'écho ayant parcouru le chemin le plus court est appelé **écho direct**, les autres sont appelés **multitrajet** ou **multipath**.

Dans la majorité des cas, l'écho radio-fréquence engendre des effets indésirables, des travaux scientifiques pour l'inhiber ont débuté dans le domaine de l'acoustique.

3. Un écho fort peut provoquer l'endommagement des circuits électriques et notamment les amplificateurs de puissance si aucune protection n'est mise en place.

1.3/ CONTEXTE DE L'ANNULATION D'ÉCHO

L'annulation d'écho acoustique a commencé son développement dès les années 1960 [104]. Les premiers travaux ont été consacrés aux méthodes de séparation des signaux d'écho de ceux de la voix. Ces travaux avaient comme objectif l'amélioration de la qualité de la voix transmise et aussi la suppression du silence, Silence suppression [69] en empêchant les échos de se propager dans le réseau téléphonique. L'annulation des échos implique, en premier lieu, la reconnaissance du signal original qui réapparaît sous forme d'écho à des instants ultérieurs corrompant le signal utile. Une fois l'écho décorrélié du signal utile, il peut être supprimé en le soustrayant au signal utile. Cette technique nécessite généralement un traitement du signal et des circuits spécifiques tels que les micro-contrôleurs ou les circuits programmables comme les FPGA (Field-Programmable Gate Array).

1.3.1/ DANS LE DOMAINE DE L'ACOUSTIQUE

1.3.1.1/ SUPPRESSION DES ÉCHOS DE LIGNE

Les premiers travaux pour la réduction de l'écho de ligne ont débuté dans les années 1960. Ces solutions consistaient en des commutateurs qui laissent passer le signal en présence de la parole, et isolent la ligne sinon. La nécessité de systèmes d'annulation plus efficaces s'est faite grandissante dans les années 1970.

Des systèmes intéressants pour l'annulation de l'écho de ligne (dans le cas des réseaux téléphoniques fixes) ont été, en partie, présentés dans [145, 152, 198, 220, 221]. Ces systèmes sont efficaces pour un délai de boucle inférieure à 100 ms, ils le sont moins lorsqu'il s'agit des communications via des satellites où le délai peut être supérieur à 600 ms, un tel délai augmentant les erreurs des systèmes de classification parole/écho et provoquant la suppression de syllabes en début de chaque phrase prononcée. Les systèmes numériques, plus efficaces, basés sur les filtres adaptatifs (cf. Chapitre 2) ont été imaginés à la fin de cette période ; ils atténuent jusqu'à 40 dB [97]. Des systèmes présentant des améliorations de taux d'annulation des échos, de rapidité de convergence et d'immunité contre le bruit ont continué d'exister jusqu'aux années 2000 [1, 18, 74, 77, 135, 223]. La FIGURE 1.12 illustre le principe de la suppression des échos de ligne. L'objectif principal de tels systèmes est d'atténuer suffisamment l'écho direct de l'extrémité proche du moment où l'écho de l'extrémité lointaine s'atténue de 40 à 50 dB par rapport au niveau du signal utile [217]. Pour ne pas corrompre les données transmises via la ligne téléphonique, le système d'annulation doit atténuer les échos de 50–60 dB de telle sorte que la puissance du signal utile reste supérieure de 10 dB à la puissance des échos.

Dans le domaine de l'annulation de l'écho de ligne, la littérature scientifique regorge de publications. Ici, nous citons une liste non exhaustive issue de la recherche bibliographique que nous jugeons utile pour la suite de ce travail [17, 30, 41, 112, 179, 207–209, 219].

L'effet indésirable de l'écho de ligne s'aggrave lorsqu'il s'agit d'une communication mobile-fixe à cause de l'écho acoustique dû au couplage entre le microphone et le haut-parleur d'une part, et d'autre part du délai de traitement des systèmes numériques comme c'est le cas des téléphones mobiles à main libre ou les téléconférences.

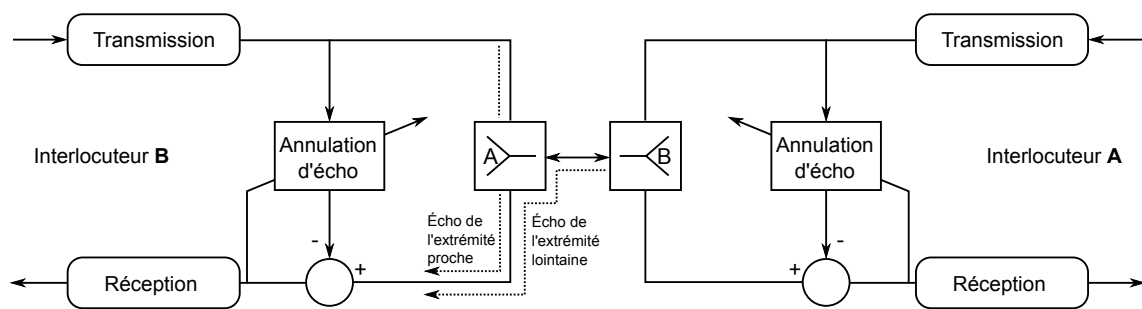


FIGURE 1.12 – Suppression des échos de ligne.

1.3.1.2/ SUPPRESSION DES ÉCHOS ACOUSTIQUES EFFET (LARSEN)

La problématique des échos acoustiques est souvent associée aux concerts, aux téléphones mobiles (main libre), aux téléconférences et aux prothèses auditives. Le développement des réseaux de téléphonie numériques (cf. 1.1.1.2) n'a fait qu'accentuer le besoin de solutions d'annulation d'écho acoustique plus efficaces, plus rapides et plus miniaturisées.

Il existe de nombreuses solutions pour faire face à l'effet LARSEN. Une des premières solutions pour atténuer ce phénomène est basée sur le décalage fréquentiel par l'introduction d'un déphaseur dans la boucle de rétroaction. À chaque passage du signal dans la boucle, ce dernier est déphasé de quelques hertz avant la retransmission par le haut-parleur, les pics d'énergie sonore sont donc légèrement déphasés à chaque fois et ne se cumulent pas, cette technique réduit les effets indésirables mais n'élimine pas complètement les échos [136, 197].

Une autre approche consiste à réduire le gain dans la boucle de rétroaction aux fréquences où l'énergie sonore est concentrée. Ceci peut être obtenu en utilisant des filtres réjeteurs à bande étroite (appelés filtres cloche) adaptatifs pour réduire le gain du système aux fréquences de résonance acoustique [2, 64, 65, 133]. L'inconvénient de cette méthode est la distorsion introduite sur le signal utile.

La solution la plus efficace de réduction d'écho reste le filtrage numérique et plus précisément le **filtrage adaptatif**. Selon les domaines, plusieurs variantes de filtres adaptatifs ont été développées répondant aux différentes exigences [48, 61, 87, 123, 138, 163, 189, 203, 206, 218] portant sur le taux de réduction, la rapidité de convergence, la miniaturisation matérielle et l'immunité aux bruits.

La FIGURE 1.13 illustre le modèle global de la méthode du filtrage adaptatif. Cette configuration est présente dans les conférences, les concerts ou encore les prothèses auditives. Le son à destination de l'amplificateur est traité dans l'unité "algorithme adaptatif" pour mettre à jour le système de synthèse de l'anti-écho, qui peut être un filtre numérique de type FIR (Finite Impulse Response).

Le signal de synthèse (anti-écho) est ensuite soustrait au signal corrompu par l'écho afin d'obtenir un signal intègre. À cause de la haute corrélation entre les signaux (celui de référence et celui de l'entrée), l'opération de génération du signal anti-écho nécessite un délai de synchronisation pour la décorrélation des signaux, qui est fonction du retard global de la boucle. Ce système d'annulation d'écho acoustique est aussi considéré comme un problème **d'identification** [130].

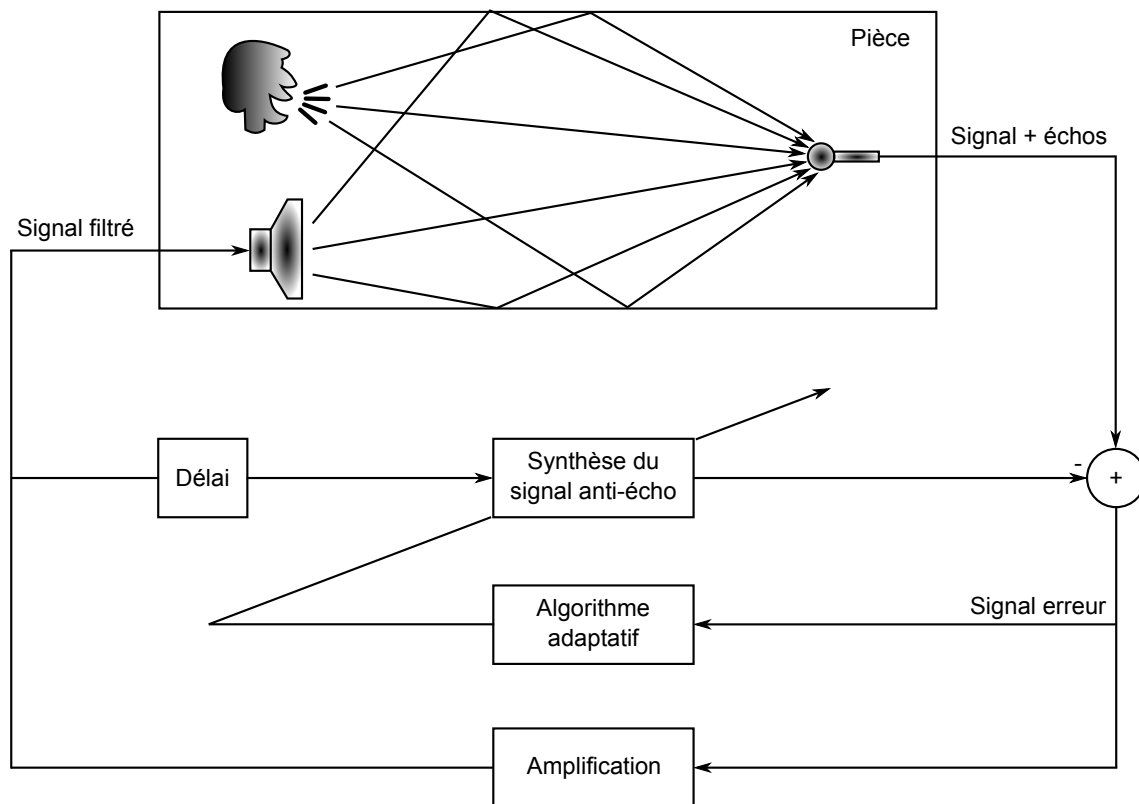


FIGURE 1.13 – Système d'annulation d'écho acoustique.

Grâce au développement des plate-formes de traitement numérique et à leur coût décroissant, les concepteurs des systèmes d'anti-écho s'orientent de plus en plus vers les solutions de type filtrage numérique.

Le filtrage adaptatif de VOLTERRA représente une solution efficace lorsqu'il s'agit de milieux à forte non linéarité, tels que cela se produit dans les téléphones mobiles (main libre), ou encore, dans certains circuits à base de composants électroniques "bon marché" [87, 204].

L'annulation d'écho acoustique demeure un domaine de recherche et d'innovation ouvert, des nouvelles solutions utilisant le filtrage sous-bande [48], les filtres interpolateurs [231], la logique floue [19, 38] et les réseaux de neurones [26, 31, 49]. Des versions modifiées et améliorées de techniques existantes [92, 137, 169, 227] font encore l'objet de recherche et de publications.

Le mélange des signaux et leur caractère parcimonieux ont donné naissance au domaine de la séparation aveugle des sources, appelé BSS (**B**lind **S**ources **S**eparation).

La technique BSS est de plus en plus utilisée dans le domaine de l'acoustique, et plus particulièrement pour l'annulation des échos, l'avantage de cette technique résidant en partie dans sa robustesse dans les milieux fortement bruités [88, 113, 199]. Son inconvénient réside dans sa complexité algorithmique et son temps de calcul inadapté aux systèmes embarqués en temps-réel.

1.3.2/ EN RADIO-FRÉQUENCE

Comme nous l'avons montré dans la TABLE 1.6, la configuration qui crée l'effet LARSEN se présente à l'identique dans le cas du déploiement de répéteurs iso-fréquence.

L'arrivée de la télédiffusion numérique et la radiocommunication (publique et privée) a accéléré le besoin de solutions qui permettent d'atténuer les effets de ces échos. Beaucoup de solutions trouvées ont été inspirées des résultats existants dans le domaine acoustique.

1.3.2.1/ RADIODIFFUSION (BROADCAST)

La méthode proposée dans [160], et améliorée dans [159, 161], traite la problématique de l'écho dans le cas d'un signal DVB-T/H par l'utilisation d'un filtre FIR dans une boucle ouverte pour l'estimation du canal basée sur les séquences d'apprentissage comme le montre la FIGURE 1.14

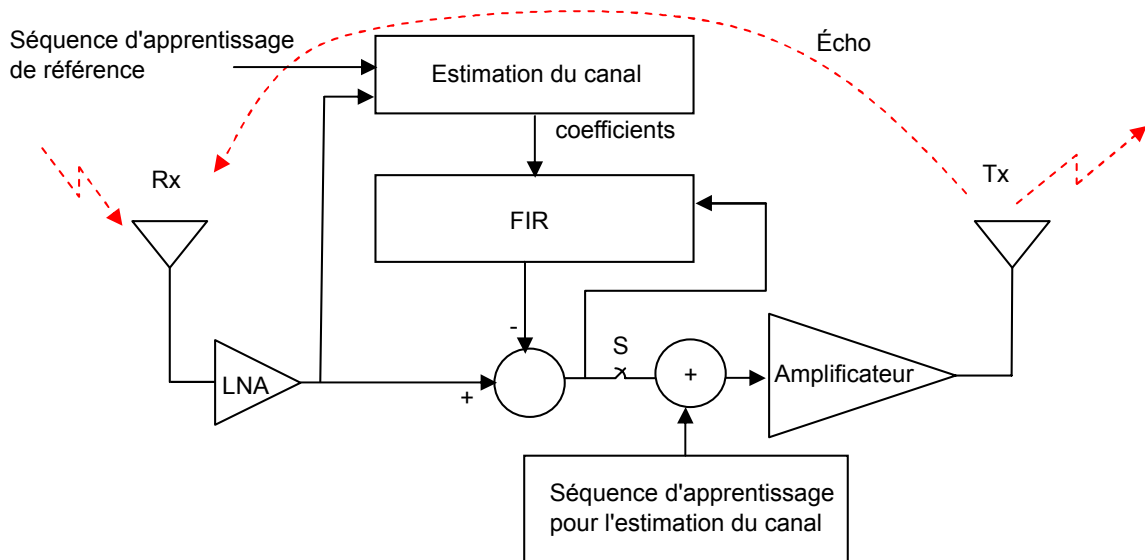


FIGURE 1.14 – Schéma de l'anti-écho dans le cas du DVBT/H.

Dans cet article [160], l'auteur explore un certain nombre de techniques existantes et compare les performances MLS (Maximum Length Sequence) et CAZAC (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) [27, 222] pour différents canaux. Dans le domaine de la radiodiffusion, les publications de type propriété intellectuelle (brevets) se sont multipliées dans les années 2005 à 2010 avec l'extension de la TNT [56, 186, 193, 200], ces publications se poursuivent [57, 119], en particulier pour s'adapter aux nouvelles normes du DVB-T.

1.3.2.2/ RADIOCOMMUNICATION

Dans le domaine de la radiocommunication, et plus particulièrement celui des réseaux publics, des solutions spécifiques aux standards ont été publiées ces dernières années. Dans les brevets [67, 86, 122, 124, 175, 201], les inventeurs proposent des procédés et des dispositifs de ré-émission iso-fréquence à suppression d'échos. Même si ces solutions

sont en majorité basées sur le traitement numérique et plus précisément sur le filtrage adaptatif, leurs auteurs revendiquent l'originalité dans la nouveauté des techniques imaginées, comme le décalage de fréquence, l'utilisation des pilotes et des différents filtres en traitement numérique. Selon leurs auteurs, ces nouvelles techniques apportent des améliorations en termes de taux d'atténuation d'écho, de vitesse de convergence et de robustesse.

Dans [33], on propose un système anti-écho pour un mode mixte WCDMA/GSM par filtrage sous-bande. Les coefficients sont estimés d'une manière itérative à partir de la PSD (**P**ower **S**pectral **D**ensity) du signal. L'auteur expose l'effet de la régularisation ainsi que la normalisation spectrale sur la convergence de l'algorithme adaptatif, où le processus d'estimation est vu comme une forme de régularisation. La décomposition SVD (**S**ingular **V**alue **D**ecomposition) est appliquée pour l'estimation, les résultats de simulation de cette étude montrent une annulation d'écho de l'ordre de 23 dB à travers une bande passante de 60 MHz. Le même auteur revendique, dans les propriétés intellectuelles [34–37], un système anti-écho pour répéteur iso-fréquence avec filtrage sous-bande. La mesure de la corrélation permet d'estimer le couplage entre antennes et d'éviter l'interférence en dehors de la bande utile. [176] propose un système et une méthode pour l'annulation du feedback dans les répéteurs par filtrage adaptatif. Le filtre adaptatif génère un signal anti-écho pour l'annulation de l'écho à l'entrée du système. Ce système est assisté par un décalage de fréquence.

Une solution hybride FIR-IIR (**I**nfinite **I**mpulse **R**esponse) d'annulation d'écho a été proposée dans [190], son auteur souligne la rapidité de convergence par rapport à une solution utilisant uniquement les filtres FIRs, ainsi qu'une économie des ressources matérielles lors de l'implantation.

L'arithmétique distribuée conjuguée pour l'implantation des filtres adaptatifs FIRs est une nouvelle architecture proposée dans [99].

D'autres solutions et techniques relatives à l'annulation de l'écho dans le domaine de la radiocommunication sont proposées dans [20, 43, 90, 132, 140, 162, 167, 174, 233], leurs objectifs restant l'amélioration des algorithmes d'annulation d'écho en termes de vitesse de convergence, de ressources matérielles, de taux d'annulation et de robustesse.

CONCLUSION

La télécommunication et ses nombreux standards constituent un domaine très vaste. Nous avons passé en revue les standards les plus récents et compatibles avec les répéteurs de l'entreprise partenaire. La notion des zones d'ombre a été abordée, et le fonctionnement des répéteurs iso-fréquence a été détaillé afin de décrire le mécanisme de création de l'écho radio-fréquence. Ce phénomène étant bien connu en acoustique, l'étude comparative a permis de mieux le comprendre et ainsi de s'orienter vers la solution la plus adaptée pour les répéteurs fonctionnant en temps-réel. L'étude bibliographique a montré que le domaine d'annulation d'écho est bien connu depuis le début des années 1960 dans le domaine de l'acoustique, les publications sont nombreuses, les travaux scientifiques dans ce domaine continuent jusqu'à aujourd'hui, utilisant des techniques nouvelles comme le filtrage non linéaire et la BSS. Quant à l'annulation d'écho dans le domaine de la télécommunication (radio-fréquence), la problématique s'était réellement posée avec l'arrivée et l'extension des réseaux de radiocommunication et la télévision numérique. Les solutions proposées dans la littérature sont, soit trop complexes pour être implémentées sur des systèmes embarqués, tels qu'un module de traitement numérique à base de **FPGA low-cost**, soit spécifiques à un type de modulation et donc incompatibles avec les standards traités par les répéteurs produits par l'entreprise partenaire.

Afin d'avoir un système opérationnel en temps-réel et le plus polyvalent possible, nous avons opté pour un filtrage adaptatif linéaire. Ce système est suivi de modules permettant le fonctionnement avec divers standards.

Dans les chapitres suivants, nous étudierons plus en détail le phénomène de l'écho radio-fréquence et détaillerons la solution du filtrage adaptatif LMS (**L**east **M**ean **S**quare).

CARACTÉRISATION DE L'ÉCHO RADIO-FRÉQUENCE

Dans ce chapitre, nous abordons la caractérisation du phénomène de l'écho, en commençant par l'étude théorique qui établit les équations régissant le système en boucle-fermée, composé principalement du répéteur et du canal. Les résultats obtenus par calcul formel sont ensuite vérifiés d'une manière rapide et économique par simulation. À l'issue de cette étape, nous reproduisons le phénomène de l'écho radio-fréquence en laboratoire par le biais d'un banc de test, fiable et économique, pour que les résultats soient les plus fidèles possibles à ceux obtenus par les installateurs des systèmes sur site. Ce banc de test nous sert en premier lieu de plate-forme de reproduction et de caractérisation du phénomène pour diverses configurations imaginables et, en second lieu, pour le test et la validation de la solution anti-écho.

Sommaire

2.1 Étude théorique	48
2.1.1 Chemin direct	48
2.1.1.1 Description du système	49
2.1.2 Cas d'un émetteur parasite	55
2.1.2.1 Fonction de Transfert	55
2.1.2.2 Compensation par une contre-réaction	57
2.1.3 Chemins multiples	58
2.1.3.1 Fonction de transfert	59
2.1.3.2 Gain de puissance	60
2.1.3.3 Ondulations	61
2.1.3.4 Paramètres du système	61
2.2 Simulateur d'écho	63
2.2.1 Description	63
2.2.1.1 Le générateur de signaux	63
2.2.1.2 La boucle-fermée	64
2.2.1.3 Outils	64
2.2.2 Effet des échos sur le spectre de fréquences	65
2.2.2.1 Délai court (τ petit)	65
2.2.2.2 Délai long (τ grand)	66
2.2.3 Stabilité du système	66
2.2.3.1 Réponse à un échelon	66
2.2.3.2 Effet des paramètres de la boucle	67
2.2.4 Vérification des résultats théoriques	67
2.2.4.1 Marge de gain - ondulations (milieu bruité)	68
2.2.4.2 Erreurs d'estimation des paramètres	69
2.2.5 Émetteur parasite	70
2.2.6 Chemins multiples	71
2.3 Banc de test	73
2.3.1 Description du matériel	73
2.3.1.1 Générateurs	73
2.3.1.2 Atténuateurs	74
2.3.1.3 Câble coaxial RF RG58CU	74
2.3.1.4 Coupleurs 3 dB	75
2.3.1.5 Analyseur R&S FSV Signal and Spectrum Analyzer	75
2.3.1.6 Analyseur TV R&S ETL TV Analyzer	76
2.3.1.7 Oscilloscope numérique Tektronik MSO/DPO	76
2.3.2 Description du répéteur LTE800	76
2.3.3 Description de la carte de traitement numérique	77
2.3.4 Mesures	79
2.4 Les effets des échos sur la liaison radio	81
2.4.1 Bande étroite	81
2.4.2 Large bande	82

TERMINOLOGIE ET NOTATIONS

Dans ce qui suit, un ensemble de définitions et de notations, relatives au contexte de l'étude, est donné pour éviter toute ambiguïté :

- **L'écho** : est la partie du signal captée en retour par l'antenne de réception d'un répéteur iso-fréquence. L'écho, en décibels, peut être négatif, nul ou positif :
 - ★ **Négatif** si la puissance de l'écho est inférieure à celle du signal d'entrée.
 - ★ **Nul** si la puissance de l'écho et celle du signal d'entrée sont égales.
 - ★ **Positif** si la puissance de l'écho est supérieure à celle du signal d'entrée.
 Un écho négatif peut avoir plusieurs niveaux, on parle de :
 - ★ **Écho très faible** si sa puissance est inférieure à celle du signal utile de 20 dB ou plus ($\Delta \leq -20$).
 - ★ **Écho faible** si sa puissance est inférieure à celle du signal utile de 10 dB ($-20 < \Delta < -10$).
 - ★ **Écho fort** si sa puissance avoisine celle du signal utile ($-10 \leq \Delta < 0$).
 L'écho est dit **trop fort** s'il est positif, c'est-à-dire si la puissance de l'écho devient supérieure à celle du signal utile ($\Delta > 0$).
- **Le délai** : est la durée nécessaire pour qu'un signal traverse un système électronique, il est parfois appelé **latence**, et il peut être :
 - ★ **Très court** si la durée est inférieure à la micro-seconde.
 - ★ **Court** si la durée est entre 1 μ s et 10 μ s.
 - ★ **Long** si la durée est supérieure à 10 μ s.
- **La bande de fréquence** : est une plage fréquentielle qui peut être **Bande étroite** si sa largeur est inférieure à 1 MHz et **Large bande** sinon.

ABRÉVIATIONS

Ci-dessous, une liste d'abréviations couramment utilisées dans ce chapitre :

x	grandeur réelle temporelle
x	grandeur complexe
\bar{x}	grandeur complexe conjuguée
x	grandeur en décibels
X	grandeur fréquentielle
$\mathcal{F}\{x\}$	Transformée de FOURIER de x
$\mathcal{F}^{-1}\{X\}$	Transformée de FOURIER inverse de X
δ	distribution de DIRAC
ω	pulsation
a	atténuation du canal
g	amplification du répéteur
τ	retard du système (latence)
Δ	marge de gain dans un système en boucle-fermée
H	fonction de transfert
p	amplification de puissance
r	amplitude des ondulations de puissance
ρ	période des ondulations de puissance



Remarque

D'autres abréviations pourront être occasionnellement utilisées, elles seront définies localement dans le texte.

INTRODUCTION

À première vue, les échos apparaissent dans le domaine fréquentiel comme des ondu-
lations de la puissance du signal. Ainsi, si l'on observe par exemple, via un ana-
lyseur de spectre, un signal de densité spectrale constante corrompu par des échos sur
une bande de largeur suffisamment grande, on constate que sa puissance moyenne pré-
sente des minima et des maxima en fonction de la fréquence. L'écart entre un minimum
et un maximum (en décibels) ainsi que celui entre deux extrema (en Hertz) permettent
l'accès à certains paramètres du système.

En réalité, l'effet des échos sur le spectre de puissance n'est pas tout à fait régulier, en rai-
son des chemins empruntés par les ondes électromagnétiques avant l'arrivée à l'antenne
de réception. Néanmoins, le chemin le plus court reste celui qui définit l'allure globale de
l'oscillation du système. Pour cela, l'étude théorique traite d'abord le cas simple, mais
important, du chemin direct, et aborde le cas général par la suite.

La première étape de mise en pratique consistant en une simulation, nous avons choisi
l'outil SIMULINK® de MATLAB® pour plusieurs raisons, comme la gestion de la notion du
temps-réel et l'interfaçage. Les simulations sont effectuées en mode discret avec une
fréquence d'échantillonnage fixée à 100 MHz, c'est-à-dire une période d'échantillonnage
égale à 10 ns. Avec cette période, les calculs et les comparaisons simulation/pratique sont
simplifiés car c'est cette même fréquence que l'on retrouve dans le quartz du module de
traitement numérique (cf. sous-section 2.3.3).

À l'issue de l'étape de simulation, un banc de test est détaillé, mettant l'accent sur la
description du répéteur et sur le module de traitement numérique.

2.1/ ÉTUDE THÉORIQUE

L'objectif de cette étude est de caractériser l'environnement dans lequel se produisent les échos. Cette caractérisation permettra une meilleure compréhension du phénomène, et ainsi l'estimation des paramètres du système par la mesure de certaines grandeurs. Ces grandeurs interviendront lors de la conception de solutions anti-échos pour plus d'efficacité.

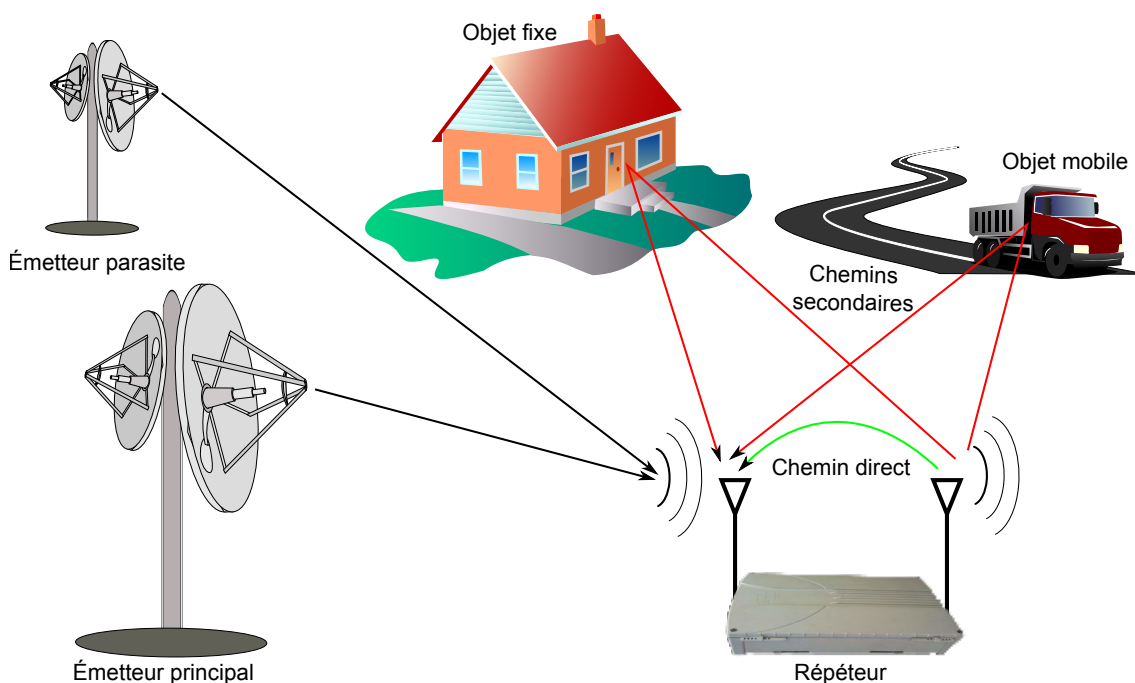


FIGURE 2.1 – Configurations engendrant les échos.

La nature des échos dépend de la configuration des sites où l'on installe le répéteur. En effet, le nombre d'émetteurs, leurs puissances, leurs distances ainsi que la configuration du site (montagnes, bâtiments, surface d'eau, ...) définissent la nature des échos. La FIGURE 2.1 montre un cas complexe qui résume l'ensemble de configurations susceptibles d'exister en pratique. Nous étudierons chaque cas séparément.

2.1.1/ CHEMIN DIRECT

La FIGURE 2.2 représente la configuration la plus simple qui engendre l'écho. Le signal provenant de l'émetteur principal, généralement une **BTS (Base Transceiver Station)**, est reçu par l'antenne réceptrice puis réémis après avoir traversé tous les étages de traitement (analogiques et numériques) dans le répéteur. Dans la réalité, le signal réémis se propage, plus ou moins dans toutes les directions de l'espace¹, néanmoins les échos les plus significatifs sont ceux qui traversent le chemin le plus court, ce chemin est appelé **chemin direct** ou **chemin principal**.

1. Les antennes directives permettent une meilleure directivité du signal réémis. Néanmoins, à courte distance (faible isolation) et à fort gain du répéteur, une partie du signal réémis se trouve captée par l'antenne de réception.

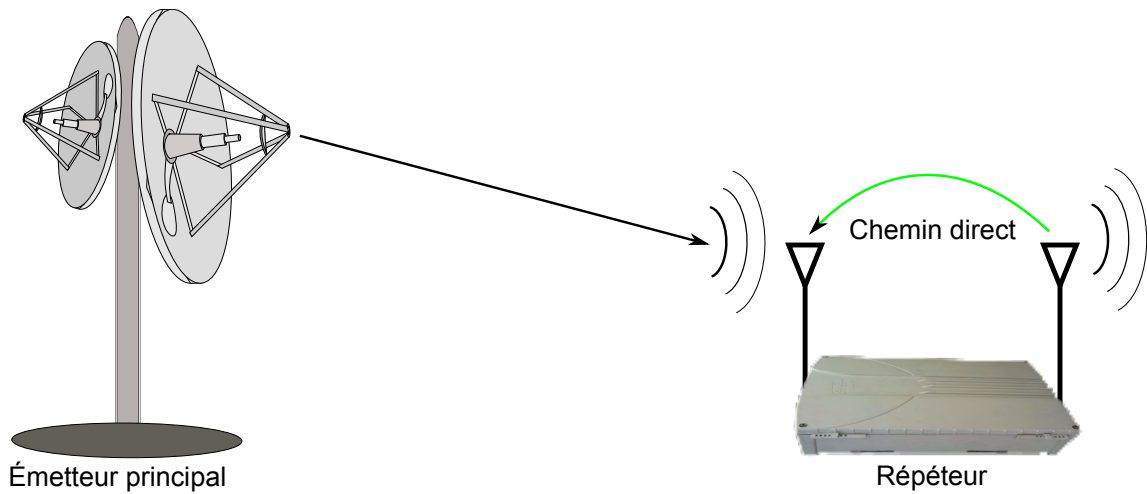


FIGURE 2.2 – Configuration simplifiée (chemin direct) de l'écho.

2.1.1.1/ DESCRIPTION DU SYSTÈME

Pour simplifier les calculs, seuls les paramètres principaux du répéteur et du canal sont pris en compte, c'est-à-dire que le bruit intrinsèque au répéteur, ses distorsions et tous les effets du canal comme l'évanouissement et la dispersion, sont considérés négligeables.

Ainsi, le système illustré par la FIGURE 2.2 se simplifie tel que le montre la FIGURE 2.3.

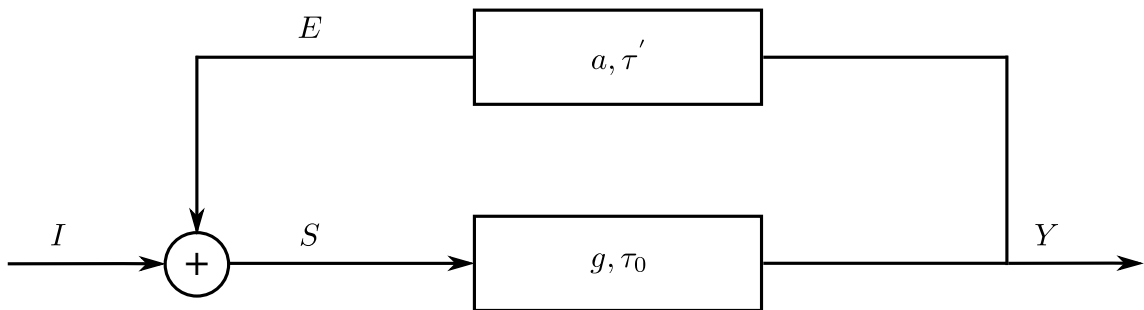


FIGURE 2.3 – Paramètres et configuration de l'écho direct.

Sous ces hypothèses, dans le domaine fréquentiel, on note :

- Le signal incident (provenant de la BTS) : $I(j\omega)$.
- Le signal d'écho, feedback : $E(j\omega)$.
- Le signal d'entrée du répéteur : $S(j\omega)$.
- Le signal de sortie du répéteur : $Y(j\omega)$.

Les équations qui régissent le système en boucle-fermée sont exprimées par l'équation (2.1) :

$$\begin{cases} S(j\omega) = I(j\omega) + E(j\omega) \\ E(j\omega) = aY(j\omega)e^{-j(\tau'\omega + \varphi)} \\ Y(j\omega) = gS(j\omega)e^{-j\tau_0\omega}, \end{cases} \quad (2.1)$$

où g et τ_0 sont, respectivement, l'amplification en tension du répéteur et son retard intrinsèque, tandis que a et τ' sont, respectivement, l'atténuation et le délai du canal séparant

les deux antennes, φ est un éventuel déphasage qui peut exister entre l'étude expérimentale (conditions initiales) et la théorie. On introduit la marge de gain, gain margin Δ , et le délai de la boucle τ tels que :

$$\begin{cases} \Delta = ga \\ \tau = \tau_0 + \tau' \end{cases} \quad (2.2)$$

La fonction de transfert H du système, en boucle-fermée, s'exprime à partir de l'équation (2.1) sous la forme :

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{I(j\omega)} = \frac{ge^{-j\tau_0\omega}}{1 - \Delta e^{-j(\tau\omega + \varphi)}} \quad (2.3)$$

Pour que le système reste stable, il faut que la condition $\Delta < 1$ soit satisfaite (cf. sous-paragraphe 2.1.1.1.4). Dans ce cas l'amplification de puissance p , dans le système en boucle-fermée pour une petite bande de pulsation $[\omega, \omega + d\omega]$, est exprimée sous la forme :

$$p(\omega) = |H(j\omega)|^2 = \frac{g^2}{\Delta^2 - 2\Delta \cos(\omega\tau + \varphi) + 1} \quad (2.4)$$

Rappelons la définition des paramètres suivants en décibels :

- Le gain de puissance dans le système : $\mathbf{p} = 10 \log(p)$.
- Le gain en tension du répéteur : $\mathbf{g} = 20 \log(g) \geq 0$.
- L'atténuation en tension du canal : $\mathbf{a} = 20 \log(a) < 0$.
- La marge de gain en tension : $\Delta 20 \log(\Delta) = \mathbf{g} + \mathbf{a} \leq 0$.

2.1.1.1.1 Oscillations du système en boucle-fermée

À partir de l'équation (2.4) et des définitions qui s'en suivent, l'amplification en puissance \mathbf{p} est exprimée en décibels par :

$$\mathbf{p}(j\omega) = \mathbf{g} - 10 \log(10^{\Delta/10} - 2 \cdot 10^{\Delta/20} \cos(\omega\tau + \varphi) + 1) \quad (2.5)$$

L'évolution de cette amplification en puissance dans le système, telle qu'exprimée par l'équation (2.5), est illustrée par la FIGURE 2.4, dans le cas de figure suivant :

- Gain du répéteur : $\mathbf{g} = 50$ dB.
- Délai de la boucle : $\tau = 0.5$ a.u.
- Marge de gain : $\Delta \in [-20, 0]$ dB.
- Pulsation : $\omega \in [0, 50]$ a.u.

Comme le montre la FIGURE 2.4, l'amplification en puissance est une fonction périodique de la pulsation ω et est une fonction exponentielle de la marge de gain Δ . Cela signifie que pour une marge de gain donnée, l'amplification en puissance présente des ondulations si la bande de fréquence est assez large². Ces ondulations sont présentes dans les standards où la transmission se fait à travers une large bande spectrale, comme dans

2. L'inverse de la largeur de bande doit être supérieur au délai global τ de la boucle.

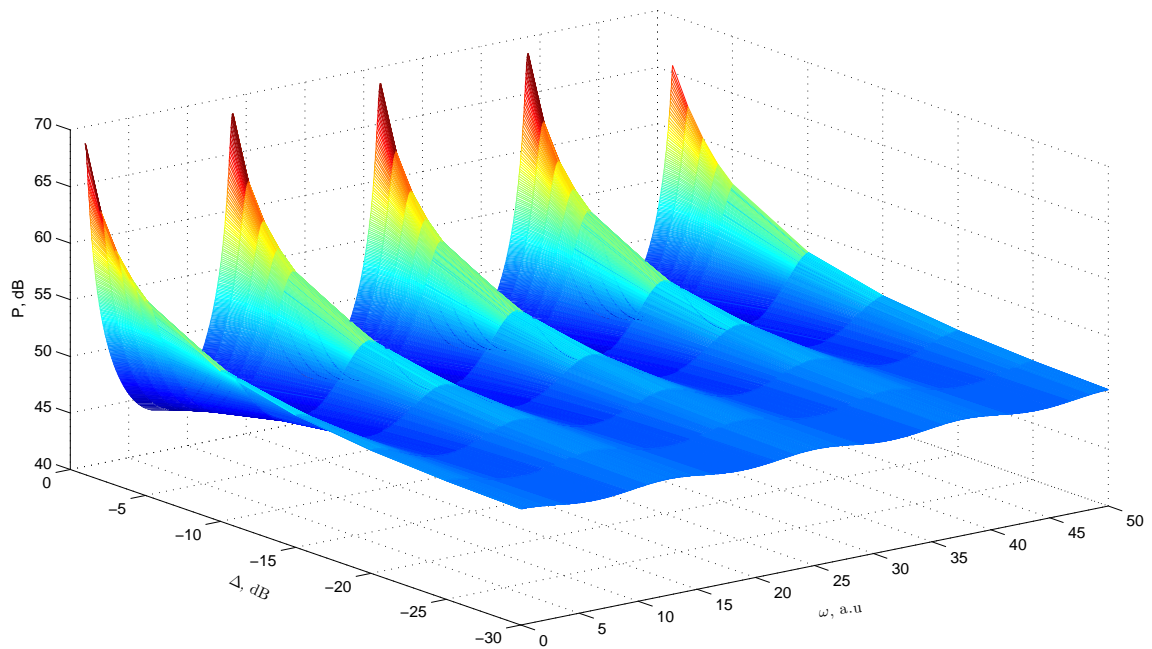


FIGURE 2.4 – Variations du gain de puissance dans le système en boucle-fermée dans le cas d'un écho direct.

les normes DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et LTE (Long Term Evolution).

Lorsqu'il s'agit d'un signal à bande étroite, tel que pour les normes GSM (Global System for Mobile Communications) ou TETRA (TERrestrial TRunked RAdio), ces ondulations ne sont visibles qu'au niveau du bruit ambiant, l'impact de l'écho sur un signal à bande étroite se traduisant par un changement du niveau du signal réémis et par la dégradation de la qualité du signal³.

Un balayage fréquentiel d'un signal d'entrée composé d'une seule fréquence (sinusoïdale) suivi d'un enregistrement des valeurs maximales du gain de puissance (pics) permettrait de caractériser la boucle et d'en déduire les paramètres principaux, à savoir : la marge de gain Δ et le délai de la boucle τ .

La FIGURE 2.5 représente les variations du gain de puissance dans le système pour $g = 50$ dB et $\tau = 0.5$ a.u, c'est-à-dire des coupes de la FIGURE 2.4 pour plusieurs valeurs de Δ . On distingue deux cas selon la puissance de l'écho :

- Un écho fort ($\Delta \rightarrow 0^-$), dans ce cas, les ondulations du gain de puissance dans le système sont significatives et tendent théoriquement vers l'infini⁴. Dans ces conditions, et à partir de l'équation (2.5), l'expression du gain de puissance p devient :

$$p(\omega) \approx g - 3 - 10 \log(1 - \cos(\omega\tau + \varphi)), \quad (2.6)$$

Dans la FIGURE 2.5 (1), $\Delta \in [-5, -1]$ dB, lorsque la marge de gain avoisine zéro, le balayage de la fréquence donne des ondulations de puissance dont l'amplitude

3. Un écho fort provoque l'instabilité du système entier et, par conséquent, la saturation, voire la destruction des composants électroniques.

4. Dans la réalité, les pics du gain de puissance sont bornés par les limites des composants électroniques, mais cela représente un danger pour les systèmes électroniques et notamment les amplificateurs.

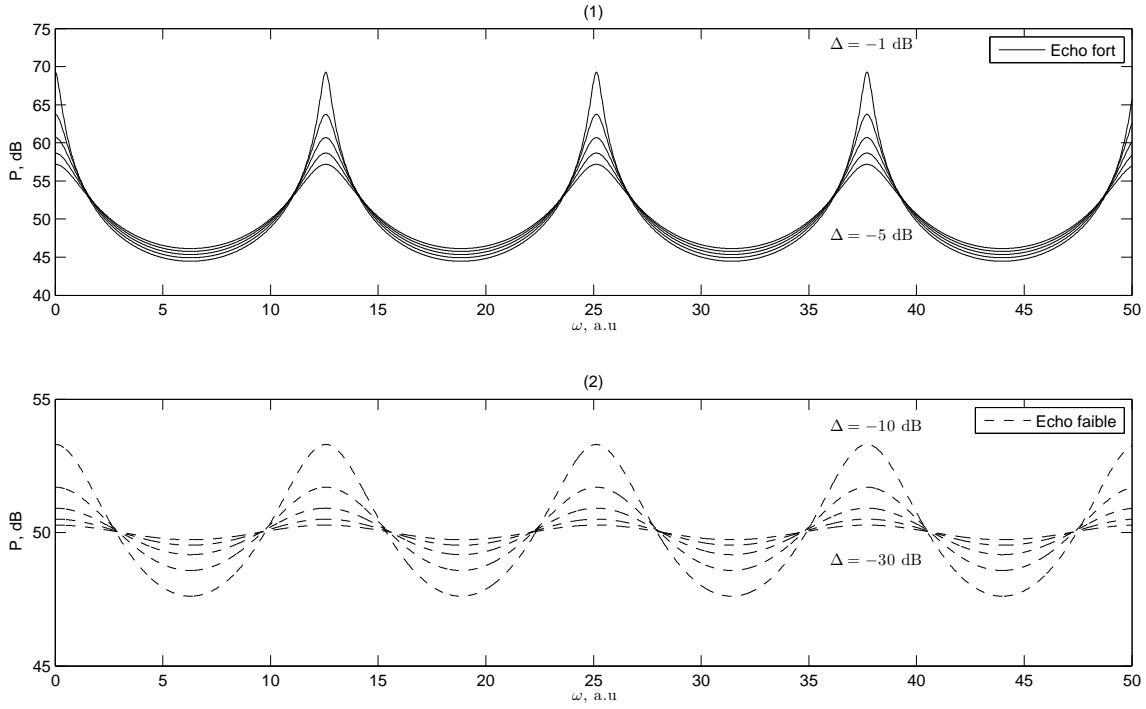


FIGURE 2.5 – Représentation du gain de puissance dans le système pour un écho faible et un écho fort.

est théoriquement infinie. Nous rappelons que l'écho est plus fort avec $\Delta = -1$ dB qu'avec $\Delta = -5$ dB.

- Un écho faible ($\Delta \rightarrow -\infty$), autrement dit : l'atténuation est très importante par rapport à l'amplification du répéteur, ou bien la valeur du gain du répéteur est très faible, en valeur absolue, devant celle de l'atténuation du canal de contre-réaction. Dans ces conditions, et à partir de l'équation (2.5), l'expression du gain de puissance \mathbf{p} devient :

$$\mathbf{p}(\omega) \approx \mathbf{g}. \quad (2.7)$$

Dans la FIGURE 2.5 (2), $\Delta \in [-30, -10]$ dB. Il est à noter que lorsque la marge de gain tend vers moins l'infini, le balayage de la fréquence donne un gain de puissance constant égale à \mathbf{g} comme le confirme l'expression (2.7).

L'amplitude de ces ondulations et leur période sont des indicateurs de la marge de gain et du délai dans le système à boucle-fermée, on les note \mathbf{r} et ρ respectivement.

L'amplitude \mathbf{r} est simplement la différence entre les minima P_{min} et les maxima P_{max} du gain de puissance. À partir de l'équation (2.5), on obtient :

$$\begin{aligned} P_{max}(\Delta) &= \mathbf{g} - 10 \log(10^{\Delta/10} - 2 \cdot 10^{\Delta/20} + 1), \\ P_{min}(\Delta) &= \mathbf{g} - 10 \log(10^{\Delta/10} + 2 \cdot 10^{\Delta/20} + 1). \end{aligned} \quad (2.8)$$

Par conséquent :

$$\mathbf{r}(\Delta) = 20 \log\left(\frac{1 + 10^{\Delta/20}}{1 - 10^{\Delta/20}}\right). \quad (2.9)$$

p est une fonction périodique, en pulsation $\omega = 2\pi f$, de période ρ telle que :

$$\rho(\tau) = 2\pi\Delta f = \frac{2\pi}{\tau}. \quad (2.10)$$

2.1.1.1.2 Paramètres principaux de la boucle

En inversant les expressions (2.9) et (2.10), les caractéristiques du système en boucle-fermée sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Delta(\mathbf{r}) = 20 \log \left(\frac{10^{\mathbf{r}/20} - 1}{10^{\mathbf{r}/20} + 1} \right), \\ \tau(\rho) = \frac{2\pi}{\rho}. \end{cases} \quad (2.11)$$

Avec les définitions de (2.4), nous pouvons accéder à l'expression de l'atténuation du canal :

$$\mathbf{a}(\mathbf{r}) = 20 \log \left(\frac{10^{\mathbf{r}/20} - 1}{10^{\mathbf{r}/20} + 1} \right) - \mathbf{g}. \quad (2.12)$$

Les résultats des équations (2.11) et (2.12) signifient que la mesure de la marge de gain Δ (ou encore l'atténuation du canal \mathbf{a}) et celle du délai global de la boucle τ sont possibles par l'acquisition et l'analyse par estimation d'un signal approprié⁵ provenant du système en boucle-fermée.

Les parties (1) et (2) de la FIGURE 2.6 illustrent, respectivement, la relation entre l'amplitude des ondulations et la marge de gain, et la relation entre la période des ondulations et le délai global de la boucle telles qu'exprimées par (2.11).

2.1.1.1.3 Seconde approche (auto-corrélation)

Rappelons le théorème de WIENER – KHINCHINE :

$$p(\omega) = \mathcal{F}\{R_{hh}\}, \quad (2.13)$$

où R_{hh} désigne l'auto-corrélation, ce qui est équivalent à :

$$R_{hh} = \mathcal{F}^{-1}\{p(\omega)\} = \mathcal{F}^{-1}\{|H(j\omega)|^2\} = \mathcal{F}^{-1}\{H(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega)\}. \quad (2.14)$$

Nous rappelons l'expression du gain de puissance dans le cas d'un chemin direct (dans ce calcul théorique, la phase φ est considérée nulle) :

$$H(j\omega) = \frac{ge^{-j\tau_0\omega}}{1 - \Delta e^{-j\tau\omega}}. \quad (2.15)$$

5. Ce signal peut être sous forme d'un signal pilote émis par le répéteur, un signal large bande ou encore un bruit amplifié.

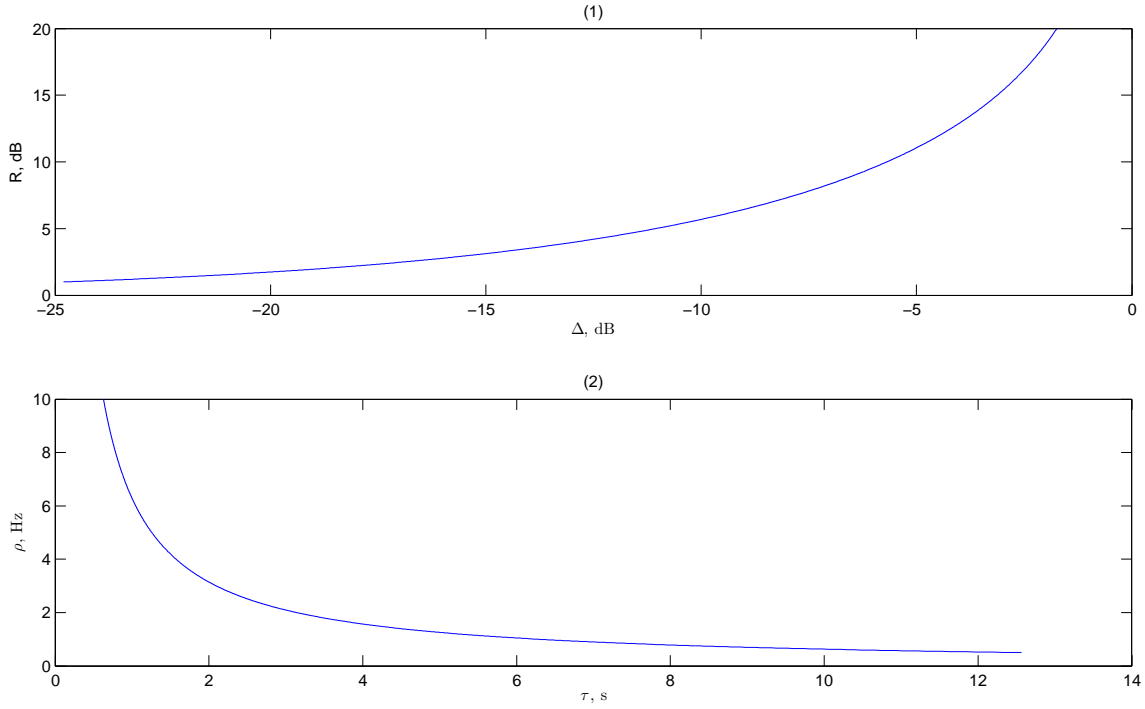


FIGURE 2.6 – Représentation des paramètres de la boucle en fonction de la mesure de puissance.

La linéarisation de cette expression (fonction de Δ autour de 0) à l'ordre 2 donne :

$$H(j\omega) = ge^{-j\omega\tau_0} + g\Delta e^{-j\omega(\tau_0+\tau)} + g\Delta^2 e^{-j\omega(\tau_0+2\tau)}. \quad (2.16)$$

Le conjugué de H est :

$$\bar{H}(j\omega) = ge^{+j\omega\tau_0} + g\Delta e^{+j\omega(\tau_0+\tau)} + g\Delta^2 e^{+j\omega(\tau_0+2\tau)}. \quad (2.17)$$

Ainsi :

$$H(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega) = g^2 + g^2\Delta^2 + g^2\Delta e^{+j\omega\tau} + g^2\Delta e^{-j\omega\tau} + g^2\Delta^2 e^{j\omega 2\tau} + g^2\Delta^2 e^{-j\omega 2\tau}. \quad (2.18)$$

Pour des signaux causaux ($t > 0$), les équations (2.14) et (2.18) impliquent :

$$R_{hh}(t) = g^2(1 + \Delta^2)\delta(t) + g^2\Delta(\delta(t - \tau)) + g^2\Delta^2(\delta(t - 2\tau)) \quad (2.19)$$

Ce qui représente trois raies correspondant au signal et ses deux premiers échos. Ces raies sont centrées en 0, τ et 2τ , et ont des amplitudes $g^2(1 + \Delta^2)$, $g^2\Delta$ et $g^2\Delta^2$ respectivement.

Un développement à l'ordre N fait apparaître l'écho après N tours de la boucle-fermée.

2.1.1.1.4 Stabilité du système en rétroaction positive

Un écho fort (Δ tend vers 0 dB par valeurs négatives) conduit à des oscillations, théoriquement d'amplitude infinie, du système en boucle-fermée. Lorsque l'écho devient trop

fort, c'est-à-dire $\Delta > 0$, le gain de puissance de toutes les fréquences devient au fur et à mesure infini, plus ou moins rapidement selon les paramètres de la boucle-fermée Δ et τ . (cf. 2.2.3).

Pour caractériser ce seuil de déséquilibre et la façon dont le gain de puissance devient infini, nous allons reprendre l'exemple de la boucle-fermée montré par la FIGURE 2.3. Ici, nous considérons que ce système est à temps discret (échantillonné avec un pas d'échantillonnage sous-multiple du délai total τ).

On note par n le temps échantillonné, i le signal incident supposé causal, la sortie du répéteur $y(n)$ s'exprime par :

$$y(n) = \Delta^m y(0) + \sum_{k=0}^{m-1} \Delta^{m-k} i(\tau k), \quad n = \tau m, \quad (2.20)$$

m étant le nombre de passages du signal dans la boucle-fermée jusqu'à l'instant n .

Si on considère que :

- $y(0) = 0$: condition initiale relaxée.
- $i(k < 0) = 0$ et $i(k \geq 0) = 1$: échelon de HEAVISIDE.

La série exprimée par (2.20) devient :

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=0}^{m-1} \Delta^{m-k}, \quad n = \tau m \\ &= \frac{\Delta^{n/\tau} - \Delta}{\Delta - 1} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Si $|\Delta| < 1$ alors y converge vers :

$$y(n) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \frac{\Delta}{1 - \Delta}. \quad (2.22)$$

■ **En résumé** – La condition de stabilité du système est $\Delta < 1$. Lorsque la marge de gain avoisine zéro, l'amplitude des ondulations devient théoriquement infinie, ce qui représente le point de déséquilibre du répéteur.

2.1.2/ CAS D'UN ÉMETTEUR PARASITE

Dans certaines configurations, il arrive que la zone de couverture d'un émetteur principal chevauche celle d'un autre émetteur (parasite). Dans ce cas, le répéteur "voit" le signal provenant de l'émetteur parasite comme étant un écho. Souvent, ce dernier a un délai trop long par rapport aux échos ordinaires, ce qui pose problème lors du déploiement de solution anti-écho.

La FIGURE 2.7 montre le cas d'écho dû à un émetteur parasite, cette configuration est représentée par le schéma de la FIGURE 2.8.

2.1.2.1/ FONCTION DE TRANSFERT

À partir de la FIGURE 2.8, dans le domaine de FOURIER, on peut écrire le système :

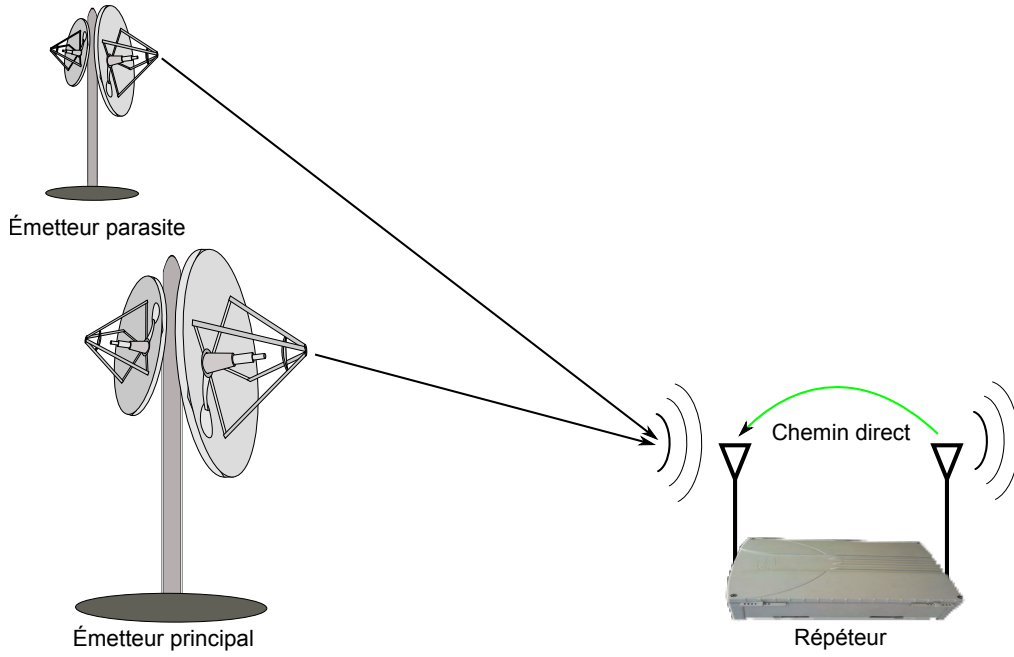


FIGURE 2.7 – Configuration du cas d'un émetteur parasite.

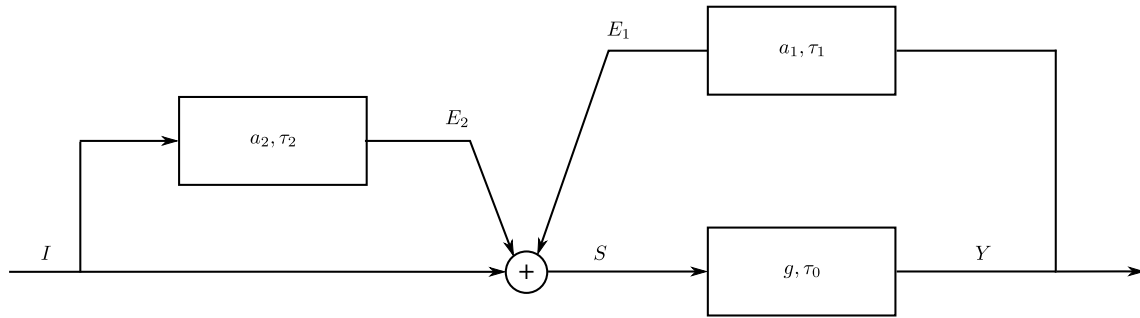


FIGURE 2.8 – Paramètres et configuration de l'écho dans le cas d'un émetteur parasite.

$$\begin{cases} S(j\omega) = I(j\omega) + E_1(j\omega) + E_2(j\omega) \\ E_1(j\omega) = a_1 Y(j\omega) e^{-j\tau_1 \omega} \\ E_2(j\omega) = a_2 I(j\omega) e^{-j\tau_2 \omega} \\ Y(j\omega) = g S(j\omega) e^{-j\tau_0 \omega} \end{cases} \quad (2.23)$$

Par conséquent,

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= g e^{-j\tau_0 \omega} [I(j\omega) + E_1(j\omega) + E_2(j\omega)] \\ &= g e^{-j\tau_0 \omega} [I(j\omega)(1 + a_2 e^{-j\tau_2 \omega}) + a_1 Y(j\omega) e^{-j\tau_1 \omega}] \end{aligned}$$

Donc,

$$Y(j\omega) [1 - g a_1 e^{-j(\tau_0 + \tau_1) \omega}] = g e^{-j\tau_0 \omega} I(j\omega) (1 + a_2 e^{-j\tau_2 \omega}).$$

La fonction de transfert H du système est exprimée par :

$$H(j\omega) = \frac{ge^{-j\omega\tau_0}(1 + a_2e^{-j\tau_2\omega})}{1 - ga_1e^{-j(\tau_0+\tau_1)\omega}}.$$

Finalement,

$$H(j\omega) = \frac{ge^{-j\omega\tau_0}}{1 - ga_1e^{-j\omega(\tau_0+\tau_1)}} + \frac{ga_2e^{-j\omega(\tau_0+\tau_2)+}}{1 - ga_1e^{-j\omega(\tau_0+\tau_1)}}. \quad (2.24)$$

2.1.2.2/ COMPENSATION PAR UNE CONTRE-RÉACTION

On considère le schéma de la FIGURE 2.9 sans écho.

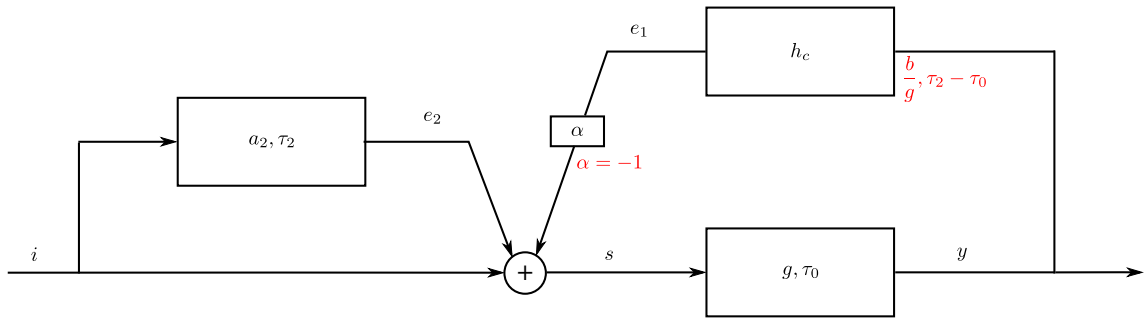


FIGURE 2.9 – Compensation par contre-réaction de l'effet d'un émetteur parasite.

Soit α un nombre qui vaut -1 pour une contre-réaction positive et $+1$ pour une contre-réaction négative. À partir de cette figure et en introduisant α dans le système exprimé par (2.23), on obtient aisément :

$$H(j\omega) = \frac{ge^{-j\omega\tau_0}(1 + a_2e^{-j\tau_2\omega})}{1 - \alpha H_c(j\omega)e^{-j\tau_0\omega}}. \quad (2.25)$$

On souhaite obtenir un système idéal (comme dans la FIGURE 2.10)

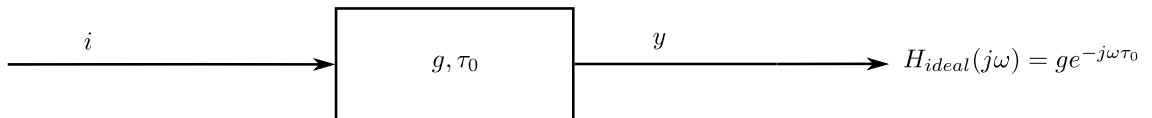


FIGURE 2.10 – Système idéal recherché pour la compensation de l'effet d'un émetteur parasite.

Cela signifie que l'on recherche une fonction de transfert H_c telle que :

$$\begin{aligned} H(j\omega) = H_{ideal}(j\omega) &\Rightarrow ge^{-j\omega\tau_0} = \frac{ge^{-j\omega\tau_0}(1 + a_2e^{-j\tau_2\omega})}{1 - \alpha H_c(j\omega)e^{-j\tau_0\omega}} \\ &\Rightarrow 1 - \alpha H_c(j\omega)e^{-j\tau_0\omega} = (1 + a_2e^{-j\tau_2\omega}) \\ &\Rightarrow H_c(j\omega) = -\frac{a_2}{\alpha g}e^{-j\omega(\tau_2-\tau_0)} \end{aligned} \quad (2.26)$$

En choisissant une contre-réaction négative ($\alpha = -1$), on obtient :

$$H_c(j\omega) = \frac{a_2}{g} e^{-j\omega(\tau_2 - \tau_0)} \quad (2.27)$$

■ **En résumé** – La présence d'un émetteur parasite (ou plusieurs) peut être vue comme étant un écho, qui n'est pas retardé du même délai que celui créé par le couplage entre les antennes du répéteur. L'annulation de ce genre d'écho nécessite une grande fenêtre d'annulation, ce qui n'est pas toujours faisable en pratique, à cause des ressources matérielles limitées ou du temps de calcul qui doit être, très souvent, assez court. D'après les résultats que nous venons de démontrer, il est possible de compenser la présence de l'émetteur parasite par une simple boucle de réaction négative. Ceci est en fait limité par les conditions réelles, qui font que, ni le délai, ni la puissance du signal parasite, ne sont constants dans le temps.

2.1.3/ CHEMINS MULTIPLES

La dégradation de la liaison radio, voire l'instabilité du système, sont dues, non seulement à l'écho direct et aux émetteurs parasites, mais encore à la topologie du terrain et à l'architecture des objets avoisinant le site où l'on installe le répéteur iso-fréquence.

En effet, la réflexion sur un objet fixe et volumineux, telle qu'une maison (FIGURE 2.11), crée un chemin secondaire permanent que le signal de l'écho peut emprunter.

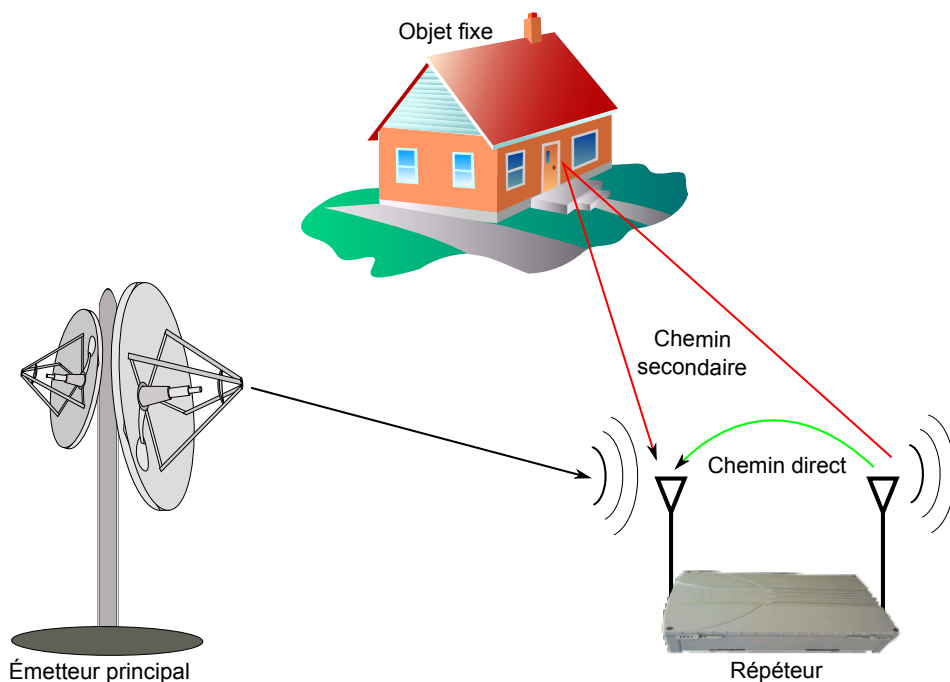


FIGURE 2.11 – Configuration de chemins multiples (un chemin direct et un chemin secondaire).

La simplification d'une configuration de N chemins revient à estimer les paramètres (marge de gain et délai de boucle) d'un seul chemin N fois comme le montre la FIGURE 2.12).

Dans le cas de la FIGURE 2.11, cela revient à considérer deux échos (E_1 et E_2) avec deux délais (τ_1 et τ_2) et deux atténuations (a_1 et a_2).

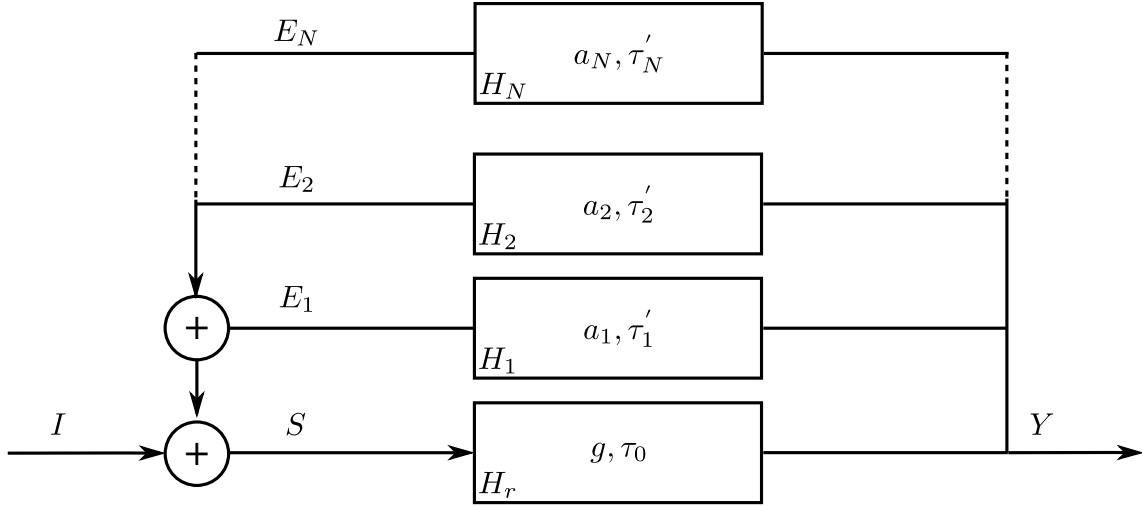


FIGURE 2.12 – Paramètres et configuration des échos dus aux chemins multiples.

Supposons que chacun des chemins empruntés ait une fonction de transfert H_i telle que :

$$H_i(j\omega) = a_i e^{-j\omega\tau'_i}, \quad i = 1 \dots N. \quad (2.28)$$

Si les chemins sont indépendants⁶, alors la fonction de transfert globale H_e n'est que la somme des fonctions de transfert secondaires, c'est-à-dire :

$$H_e(j\omega) = \sum_{i=1}^N H_i(j\omega) \quad (2.29)$$

Un calcul similaire à celui établi dans la sous-section 2.1.1 conduit aux résultats suivants :

2.1.3.1/ FONCTION DE TRANSFERT

La fonction de transfert du système avec ces N boucles fermées est donnée par l'expression :

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{H_r(j\omega)}{1 - H_e(j\omega)H_r(j\omega)} \\ &= \frac{g e^{-j\omega\tau_0}}{1 - \left(\sum_{i=1}^N a_i e^{-j\omega\tau_i} \right) H_r(j\omega)}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

tels que :

$$\begin{cases} \tau_i = \tau_0 + \tau'_i \\ \Delta_i = g a_i. \end{cases} \quad (2.31)$$

6. Dans la pratique, les chemins d'écho s'interfèrent et ne sont pas toujours indépendants.

À partir de l'équation (2.30), on peut calculer l'amplification en puissance dans le système composé de plusieurs boucles fermées.

2.1.3.2/ GAIN DE PUISSANCE

Le gain de puissance n'est que le module au carré de la fonction de transfert exprimée par (2.30), ainsi :

$$p(\omega) = \frac{g^2}{\left| 1 - \sum_{i=1}^N \Delta_i e^{-j\omega\tau_i} \right|^2}, \quad (2.32)$$

On retrouve le cas d'un écho direct pour $N = 1$. (cf. équation (2.4)). Pour $N > 1$ les ondulations du gain de puissance présentent une sorte de modulation d'amplitude et de fréquence. En effet, soit l'exemple de $N = 2$: après le développement de l'équation (2.32), le gain de puissance p en décibels est donné par :

$$p(j\omega) = g - 10 \log \left((1 + 10^{\frac{\Delta_1}{10}} + 10^{\frac{\Delta_2}{10}}) - 2(10^{\frac{\Delta_1}{20}} \cos(\omega\tau_1) + 10^{\frac{\Delta_2}{20}} \cos(\omega\tau_2)) + 2 \times 10^{\frac{\Delta_1 + \Delta_2}{20}} \cos(\omega(\tau_1 - \tau_2)) \right). \quad (2.33)$$

Les termes $10^{\frac{\Delta_1 + \Delta_2}{20}}$ et $\cos(\omega(\tau_1 - \tau_2))$ créent des variations en période et en amplitude du gain de puissance, comme le montre l'exemple de la FIGURE 2.13 (1).

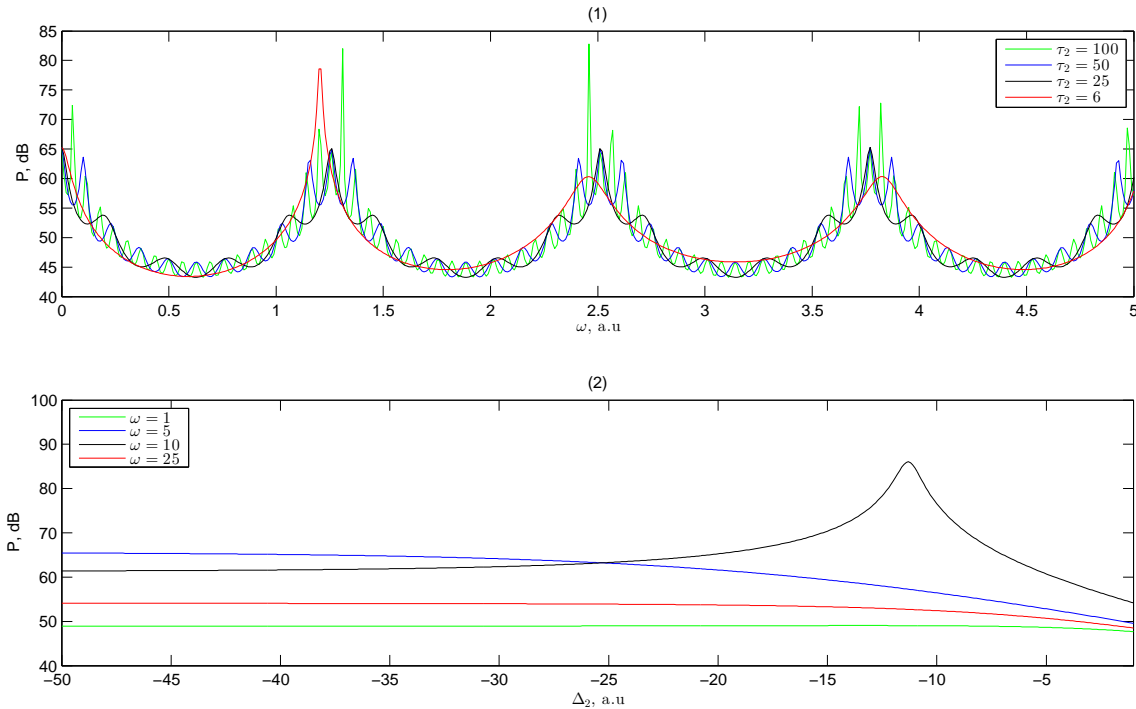


FIGURE 2.13 – Ondulation du gain de puissance dans le cas de deux chemins d'écho.

2.1.3.3/ ONDULATIONS

La FIGURE 2.13 représente le gain de puissance tel qu'exprimé par (2.33). La FIGURE 2.13 (1) montre l'ondulation du gain de puissance en fonction de la pulsation, dans la configuration suivante :

- Gain du répéteur $g = 50$ dB.
- Atténuation du chemin principal $a_1 = -51$ dB.
- Atténuation du chemin secondaire $a_2 = -61$ dB.
- Délai du chemin principal $\tau_1 = 5$ a.e.

La FIGURE 2.13 (2) montre l'ondulation du gain de puissance en fonction de l'atténuation du chemin secondaire, dans la configuration suivante :

- Gain du répéteur $g = 50$ dB.
- Atténuation du chemin principal $a_1 = -51$ dB.
- Délai du chemin principal $\tau_1 = 5$ a.e.
- Délai du chemin secondaire $\tau_2 = 100$ a.e.

2.1.3.4/ PARAMÈTRES DU SYSTÈME

2.1.3.4.1 Estimation par ajustement

On voit à partir de la FIGURE 2.13 qu'en fonction du délai et de l'atténuation du chemin secondaire, l'ondulation du gain de puissance, telle que montrée dans la FIGURE 2.5, est affectée⁷.

L'évaluation des paramètres principaux du système, dans le cas d'un seul chemin, était relativement simple en appliquant les méthodes d'estimation et d'ajustement de courbes, LMS (Least Mean Square), non linéaires telles que la GNA (GAUSS – NEWTON Algorithm) ou encore la LMA (LEVENBERG – MARQUARDT Algorithm). En présence des chemins secondaires, la méthode devient laborieuse et nécessite une grande puissance de calcul. L'approche auto-corrélation (théorème de WIENER – KHINCHINE) développée dans le paragraphe 2.1.1.1.3, dans le cas d'un chemin unique, reste valable dans le cas de chemins multiples. En effet, lors de la linéarisation autour de 0, il suffit de considérer l'amplification de puissance p comme étant une fonction à plusieurs variables $p(\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_N)$, où N est le nombre de chemins.

2.1.3.4.2 Calcul de l'auto-corrélation ($N = 2$)

Pour deux chemins d'écho, c'est-à-dire le chemin principal et le chemin secondaire, l'équation (2.32) devient :

$$p(\omega) = \left| \frac{ge^{-j\omega\tau_0}}{1 - \Delta_1 e^{-j\omega\tau_1} - \Delta_2 e^{-j\omega\tau_2}} \right|^2, \quad (2.34)$$

où τ_i et Δ_i sont définis par (2.31).

Le développement à l'ordre 2 de (2.34), fonction de Δ_1 et Δ_2 , autour de 0 donne :

$$H(j\omega) = g(e^{-j\omega\tau_0} + \Delta_1 e^{-j\omega(\tau_0+\tau_1)} + \Delta_2 e^{-j\omega(\tau_0+\tau_2)} + \Delta_1^2 e^{-j\omega(\tau_0+2\tau_1)} + \Delta_2^2 e^{-j\omega(\tau_0+2\tau_2)} + 2\Delta_1\Delta_2 e^{-j\omega(\tau_0+\tau_1+\tau_2)}) \quad (2.35)$$

7. Les échos secondaires sont constructifs s'ils sont en phase avec l'écho principal.

Après développement, l'auto-corrélation R_{hh} pour des signaux réels (système ayant deux chemins d'échos tels que $\tau_2 > \tau_1$) est donnée par :

$$\begin{aligned}
 R_{hh}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(j\omega) \cdot \bar{H}(j\omega)\} &= g^2(\Delta_1^2 + \Delta_2^2 + 1)\delta(t) \\
 &+ g^2(\Delta_1\delta(t - \tau_1) + \Delta_1^2\delta(t - 2\tau_1) \\
 &+ \Delta_2\delta(t - \tau_2) + \Delta_2^2\delta(t - 2\tau_2) \\
 &+ 2\Delta_1\Delta_2\delta(t - (\tau_1 + \tau_2)) + \Delta_1\Delta_2\delta(t - (\tau_2 - \tau_1)))
 \end{aligned} \quad (2.36)$$

D'après l'équation (2.36), le chemin secondaire engendre la présence de raies, représentant les échos, ayant des délais et des amplitudes différentes, elles sont combinaisons des sommes et des produits croisés des paramètres des deux boucles.

Généralement $\Delta_1 > \Delta_2$ et $\tau_2 > 2\tau_1$, la FIGURE 2.14 montre un aperçu de distribution des échos dans le temps ainsi que leurs amplitudes.

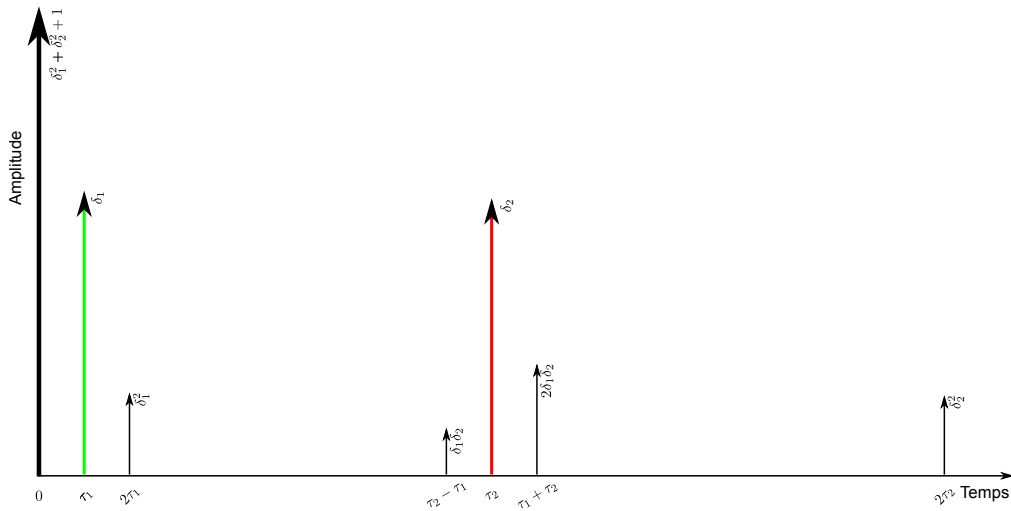


FIGURE 2.14 – Représentation des échos par le calcul de l'auto-corrélation (avec $g = 1$).

■ **En résumé** – Le calcul de l'auto-corrélation donne des résultats très précis sur le délai et l'atténuation de chaque chemin ; néanmoins, la complexité calculatoire croît très vite lorsque le nombre de chemins devient important et si l'on veut linéariser la fonction (à plusieurs variables) à un ordre supérieur à 2. Les méthodes d'estimation par ajustement montrent leurs limites lorsqu'il s'agit de chemins multiples à cause des sommes et produits croisés des paramètres de chaque boucle élémentaire comme le confirme l'exemple exprimé par les équations (2.34) et (2.35).

2.2/ SIMULATEUR D'ÉCHO

Nous avons vu dans la section 2.1 la caractérisation d'un système (répéteur-canal) en boucle-fermée. Les équations établies permettent l'accès à certains paramètres du système en boucle, c'est-à-dire à ceux du répéteur et du canal.

La simulation numérique de ces modèles théoriques est une solution économique de validation, avant toute implantation matérielle. Dans cette partie, nous avons élaboré des simulateurs sous SIMULINK-MATLAB® afin de vérifier ces résultats théoriques.

Nous commençons cette section par une brève description de chaque élément qui compose le simulateur⁸, nous montrons l'effet des échos sur le spectre de puissance tels qu'ils se produisent en pratique. Comme nous l'avons démontré dans le paragraphe 2.1.1.1.4, une marge de gain nulle ou positive rend le système instable, un exemple d'instabilité du système est abordé en simulation.

L'estimation des paramètres de la boucle, dans le cas d'un écho direct, est détaillée en montrant l'effet du bruit sur les erreurs d'estimation. Nous achèverons cette section par la simulation de deux cas particuliers, discutés en théorie, à savoir le cas d'un émetteur parasite et celui d'un chemin secondaire.

2.2.1/ DESCRIPTION

La description du simulateur aborde l'aspect fonctionnel seulement, les détails spécifiques au langage ne seront pas approfondis⁹.

Les principaux modules composant le simulateur sont montrés par la FIGURE 2.15. La génération des signaux ne prend pas en compte l'aspect statistique du bruit, nous nous intéressons aux aspects fréquentiels et à la puissance des signaux.

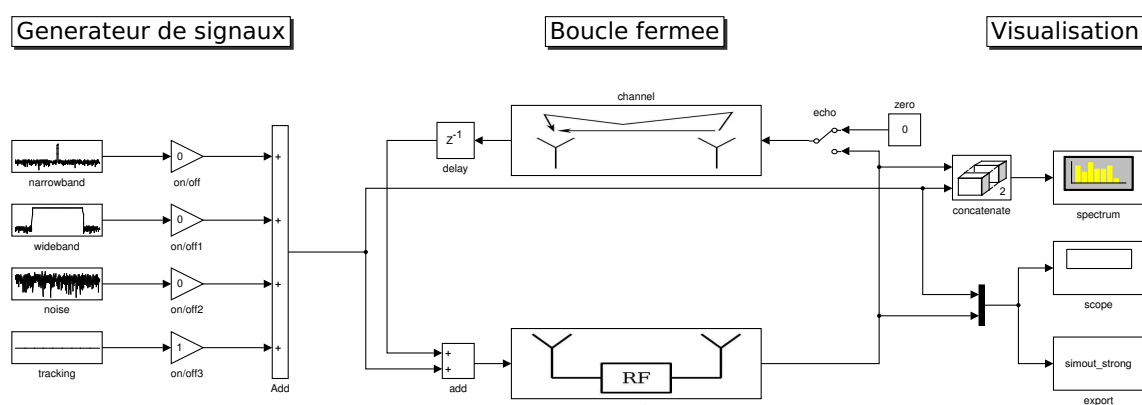


FIGURE 2.15 – Simulateur de l'écho - système en boucle-fermée.

2.2.1.1/ LE GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX

Comme nous l'avons vu dans le Chapitre 1, les modulations et les standards sont multiples, on peut néanmoins les classer, selon leurs largeurs de bande, en deux types, qui

8. Le simulateur est abordé avec plus de détail en annexe.

9. Un tel simulateur peut être réalisé par d'autres langages de simulation tels que LABVIEW®.

sont : bande étroite et large bande.

En plus des signaux bande étroite et large bande, nous ajoutons deux types de signaux particuliers, à savoir : le bruit et le balayage de fréquence, appelé *tracking*¹⁰.

2.2.1.2/ LA BOUCLE-FERMÉE

La boucle-fermée dans le cas d'un chemin direct, telle que décrite dans la sous-section 2.1.1, est principalement composée du répéteur et du canal.

2.2.1.2.1 Le répéteur

Les répéteurs fabriqués par l'entreprise partenaire ont une architecture assez complexe, car ils sont composés de plusieurs fonctions comme l'amplification, le filtrage, la régulation, et d'autres fonctions et modules. En plus de leurs fonctions principales, ces éléments électroniques engendrent du bruit et de la distorsion dans le système. Dans cette étude, nous retenons les trois paramètres principaux : l'amplification, le retard et le bruit, les autres facteurs sont considérés comme négligeables. Ainsi, le simulateur du répéteur est résumé à l'association de ces trois modules tels que le montre la FIGURE 2.16.

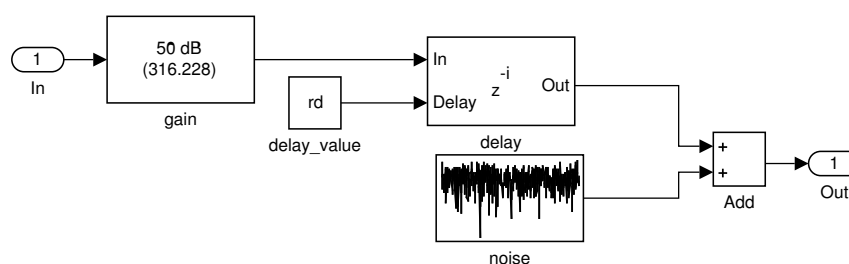


FIGURE 2.16 – Modèle simplifié d'un répéteur de radiocommunication.

2.2.1.2.2 Le canal

Dans le cas d'un écho direct, le canal de transmission introduit essentiellement de l'atténuation, du bruit et du retard, son simulateur est équivalent à celui du répéteur représenté par la FIGURE 2.16. Dans le cas de chemins multiples, le modèle du canal est dupliqué¹¹. Les autres facteurs tels que l'effet DOPPLER, le RAYLEIGH *fading* et la distorsion sont considérés comme insignifiants.

2.2.1.3/ OUTILS

2.2.1.3.1 Analyse spectrale

Ce module est composé des fonctions suivantes :

- Buffer : met en tampon les échantillons temporels, sa profondeur dépend de la précision voulue.

10. Plus maîtrisable qu'un bruit, il contient toutes les fréquences avec des amplitudes égales.

11. Sous condition d'indépendance de chemins entre eux.

- Periodogram : effectue le fenêtrage, le calcul de la FFT (Fast FOURIER Transform) et le filtrage.
- Oscilloscope vectoriel : il permet l'analyse des données dans le domaine fréquentiel.

2.2.1.3.2 Analyse temporelle / exportation des résultats

Un équivalent d'oscilloscope qui permet l'analyse des données dans le domaine temporel. Ces résultats du domaine fréquentiel et temporel sont exportés vers des bases de données pour analyse.

2.2.2/ EFFET DES ÉCHOS SUR LE SPECTRE DE FRÉQUENCES

En plus de la dégradation des facteurs BER (Bit Error Rate), EVM (Error Vector Magnitude) et MER (Modulation Error Ratio), les échos radio-fréquence impactent le spectre du signal. Comme cela été démontré dans la sous-section 2.1.1, dans le cas d'un chemin direct, une marge de gain négative se traduit par des minima et des maxima de la puissance dans le système, tandis qu'une marge de gain positive déséquilibre le système.

2.2.2.1/ DÉLAI COURT (τ PETIT)

La FIGURE 2.17 montre l'effet de l'écho sur le spectre de fréquence sous les conditions :

- $\Delta = -0.1$ dB.
- $\tau = 50$ Cycles d'horloge, c'est-à-dire, si la fréquence d'échantillonnage est égale à 100 MHz, $\tau = 0.5$ μ s.

Ces valeurs sont calculables à partir des équations de la partie théorique (cf. équation (2.11)) et de la FIGURE 2.17. En effet, les parties (3) et (4) de cette figure montrent clairement que la période des ondulations est de 2 MHz, et selon (2.11) : $\tau = 1/2 \text{ MHz}^{-1} = 0.5$ μ s. Quant à la marge de gain, les mêmes figures montrent que l'ondulation est d'environ 45 dB, ce qui correspond à une marge de gain $\Delta = 20 \log((10^{45/20} - 1)/(10^{45/20} + 1)) = -0.1$ dB, selon (2.11).

Dans le cas d'un délai de boucle très court, les échos ne sont pas d'une grande nuisance pour le signal même si leur gain de puissance est importante, ce sont des échos constructifs et la plupart des standards tels que le DVB-T et le LTE ont prévu des intervalles de garde afin de considérer ces échos comme un signal utile.

Il est à noter que si le signal est à bande étroite comme le montre la FIGURE 2.17 (1), les échos sont difficilement perceptibles sur cette bande de fréquences. Dans le cas d'un signal large bande, les échos sont visibles dans la bande utile comme le montre la FIGURE 2.17 (2). Dans le cas d'un bruit d'amplitude suffisamment élevée, les ondulations de puissance sont visibles sur toute la bande comme le confirme la FIGURE 2.17 (3). Idéalement, un signal de type *tracking*, c'est-à-dire une porteuse balayant toutes les fréquences, permet une meilleure distinction des ondulations de puissance, comme nous le montrons par la simulation de la FIGURE 2.17 (4).

Nous verrons, dans les sections suivantes, l'effet de la largeur de bande sur l'estimation des paramètres.

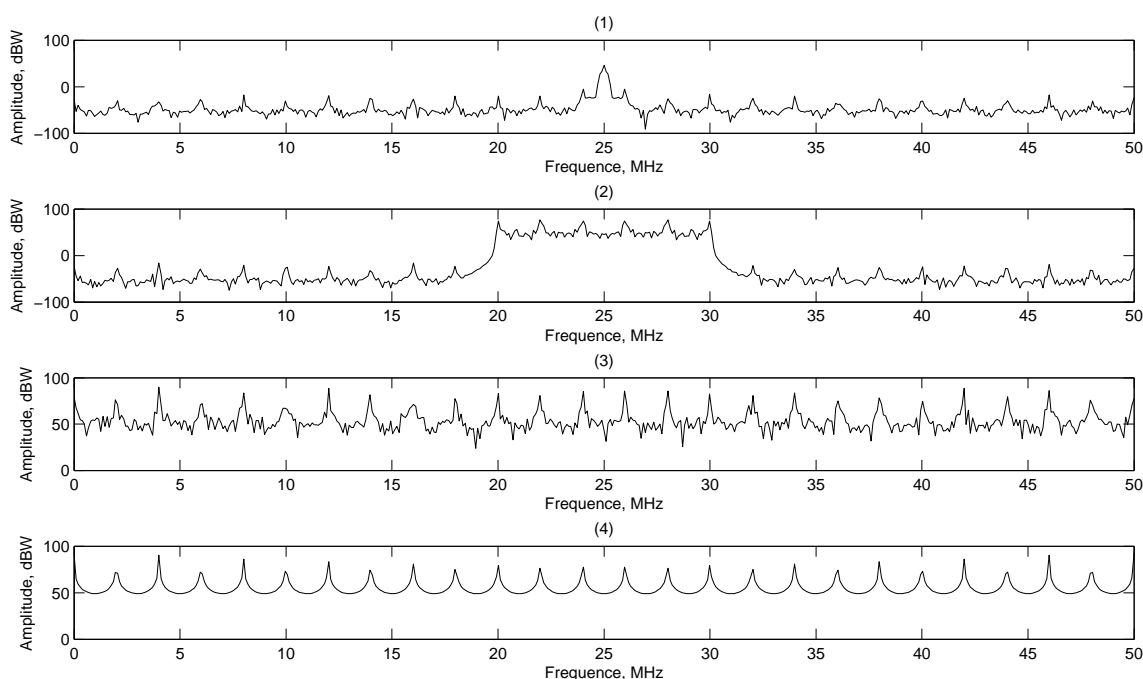


FIGURE 2.17 – Visualisation dans le domaine fréquentiel de l'impact d'un écho fort dans le cas d'un signal à bande étroite, large bande, bruit et tracking.

2.2.2.2/ DÉLAI LONG (τ GRAND)

Lorsque le délai de la boucle augmente, les pics de puissance que l'on voit dans la FIGURE 2.17 deviennent plus proches, la distinction de ces ondulations dépend alors de la profondeur de la FFT, et de la performance des appareils de mesure dans la pratique.

2.2.3/ STABILITÉ DU SYSTÈME

La stabilité du système est cruciale, car cela relève de l'intégrité des circuits électroniques. Nous vérifierons les calculs établis dans le sous-paragraphe 2.1.1.1.4 et verrons l'effet de la marge de gain et du délai sur la manière dont le répéteur devient instable.

2.2.3.1/ RÉPONSE À UN ÉCHELON

La FIGURE 2.18 illustre un exemple de simulation¹² de déséquilibre du système en boucle-fermée, réalisé par le schéma de la FIGURE 2.15 dans les conditions suivantes :

- Marge de gain : $\Delta = +1$ dB, c'est-à-dire : $\Delta \approx 1.122$.
- Délai de boucle : $\tau = 5$ μ s.
- Signal d'entrée : l'échelon de HEAVISIDE.

À partir de la FIGURE 2.18, on peut remarquer que l'amplitude du signal, en réponse à l'échelon de HEAVISIDE, atteint la valeur 10^{10} seulement en une milliseconde de temps. Dans le domaine fréquentiel (partie (2) de la même figure), on voit que toutes les fré-

12. Cet exemple ne se produit jamais dans la réalité, car aucun système réel ne peut supporter de telles valeurs de puissance.

quences dépassent une DSP (Densité Spectrale de Puissance) de 50 dBW/Hz au bout d'une milliseconde.

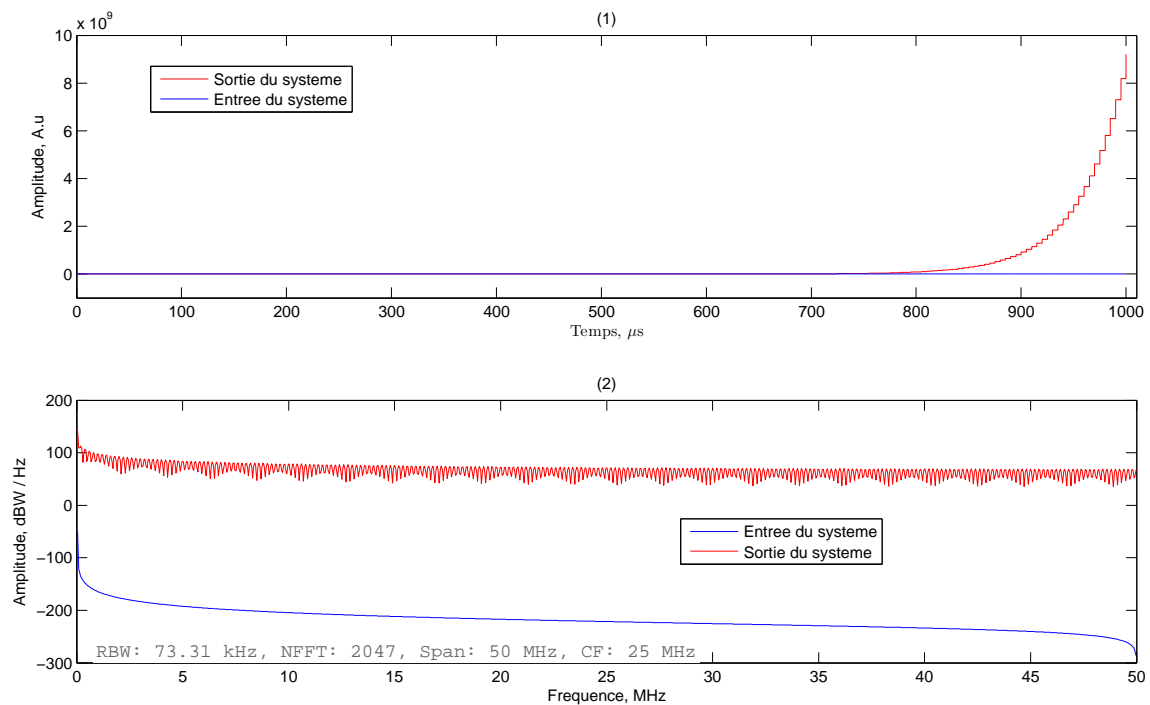


FIGURE 2.18 – Instabilité du système en boucle-fermée lorsque la marge de gain devient positive.

Le système devient stable si on diminue Δ , la FIGURE 2.19 (1) en montre un exemple, où l'amplitude de sortie tend vers 1, ce résultat peut s'obtenir en remplaçant Δ par 0.5 dans (2.22).

2.2.3.2/ EFFET DES PARAMÈTRES DE LA BOUCLE

Les paramètres Δ et τ définissent le comportement du répéteur en boucle-fermée, en effet, comme nous l'avons mentionné dans le sous-paragraphe 2.1.1.1.4, le système est stable si $\Delta < 1$, c'est-à-dire $\Delta < 0 \text{ dB}$. Sous cette condition, l'amplitude atteinte par le système en régime permanent, en réponse à l'échelon de HEAVISIDE, est définie par (2.22). La FIGURE 2.19 (2) en donne un exemple pour $\tau = 0.01 \mu\text{s}$, et pour différentes valeurs de Δ .

Le paramètre τ impacte la réactivité du système : dans l'équation (2.21) le terme $\Delta^{n/\tau}$ converge "moins rapidement" vers zéro lorsque τ est suffisamment grand. La FIGURE 2.19 (3) illustre cette réactivité en régime transitoire pour $\Delta = 0.5$, et pour différentes valeurs de τ .

2.2.4/ VÉRIFICATION DES RÉSULTATS THÉORIQUES

Nous reprenons le simulateur de la FIGURE 2.15 de ce modèle piloté par une GUI (Graphical User Interface) développé sous MATLAB® pour permettre d'automatiser les

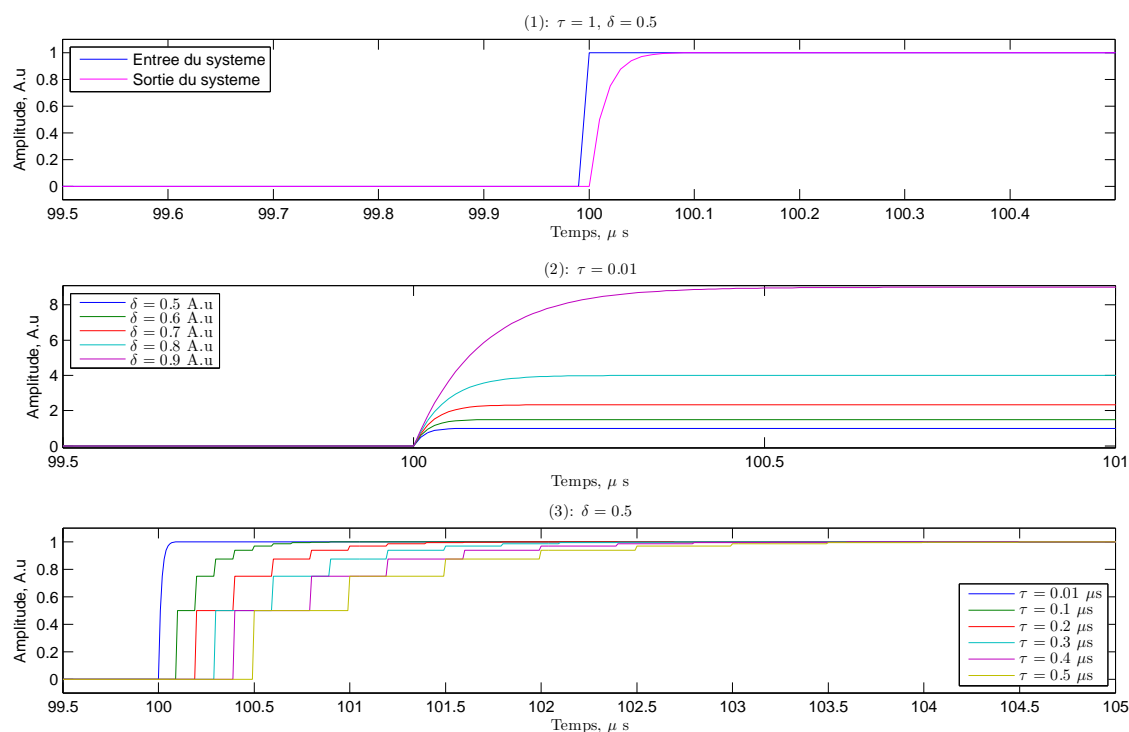


FIGURE 2.19 – Évolution de l'amplitude du système en rétroaction positive.

tâches ¹³.

L'idée consiste à fixer la valeur d'un paramètre, et l'estimer par la suite. Ceci permet non seulement la vérification des équations, mais aussi de quantifier l'impact du bruit sur cette estimation.

2.2.4.1/ MARGE DE GAIN - ONDULATIONS (MILIEU BRUITÉ)

Les résultats théoriques, et notamment ceux de l'équation (2.11), montrent que, si l'on dispose de l'amplitude des ondulations r et de leur période ρ , il est possible de déduire la marge de gain de la boucle ainsi que son délai global. Les résultats de simulation montrent que les équations sont concordantes, la présence du bruit dégradant l'acquisition comme le montre la FIGURE 2.20.

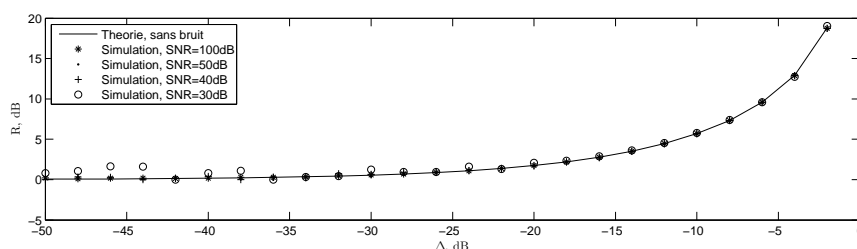


FIGURE 2.20 – Comparaison des résultats de la simulation avec les résultats théoriques pour différentes valeurs du SNR.

L'évaluation des paramètres principaux du système est établie par la méthode LMS [80].

13. le détail est en

D'autres techniques d'estimation et d'ajustement de courbes, curve fitting, telles que la méthode GNA peuvent être utilisées.

2.2.4.2/ ERREURS D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES

Dans ce qui suit, nous allons évaluer l'efficacité de l'estimation, dans un milieu bruité, par le calcul de l'ERE (**E**rreur **R**elative d'**E**stimation) en pourcentage qui se calcule simplement par :

$$\text{ERE} = \frac{|\text{Valeur théorique} - \text{Valeur mesurée}|}{\text{Valeur théorique}} \times 100. \quad (2.37)$$

Plusieurs valeurs de Δ et τ : Sur une largeur de bande suffisamment grande (quelques mégahertz), l'estimation est évaluée sur la marge de gain et sur le délai de la boucle dans un milieu de plus en plus bruité, c'est-à-dire pour plusieurs valeurs du SNR (**S**ignal to **N**oise **R**atio), telle que :

1. pour l'estimation de Δ : le délai de la boucle est fixé à une valeur donnée, et la marge de gain est estimée pour plusieurs valeurs de test.
2. pour l'estimation de τ : la marge de gain de la boucle est fixée à une valeur donnée, et le délai est estimé pour plusieurs valeurs de test.

La FIGURE 2.21 (1) illustre un exemple d'estimation de Δ pour un délai de la boucle fixé à 5 μs . La FIGURE 2.21 (2) montre l'estimation sur τ pour une marge de gain fixée à -10 dB. Les deux sous-figures donnent l'ERE pour plusieurs valeurs du SNR.

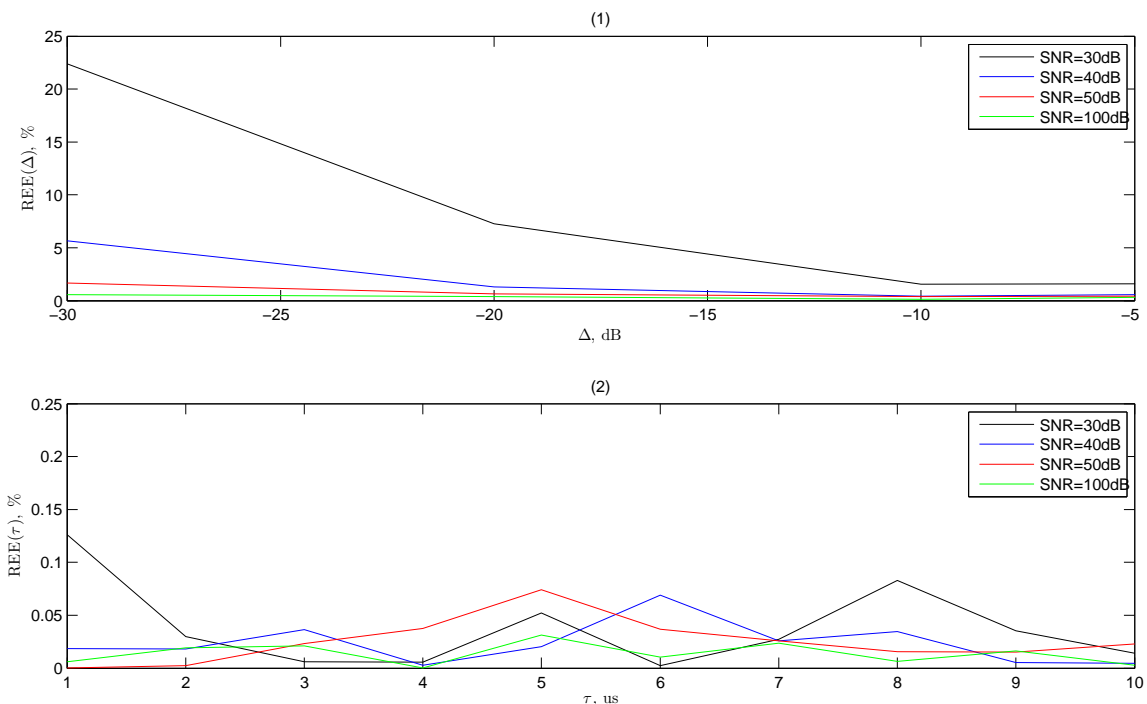


FIGURE 2.21 – Estimation des paramètres de la boucle dans un milieu bruité.

Nous pouvons conclure que l'estimation de la marge de gain est satisfaisante ($\text{ERE} \approx 5\%$) pour des valeurs de SNR supérieures à 40 dB, tandis que l'estimation du délai est

satisfaisante ($ERE \approx 0.1\%$) jusqu'à des valeurs du SNR atteignant les 30 dB. Ces valeurs de SNR sont de l'ordre de grandeur de celles rencontrées dans la réalité.

Effet de la largeur de bande : Dans la pratique, il n'est pas toujours commode de balayer en fréquence sur une large bande à cause de temps de balayage, des restrictions législatives, d'autres contraintes techniques. L'effet de la largeur de bande sur l'estimation des paramètres Δ et τ est évalué dans un milieu de plus en plus bruité. Comme précédemment, l'évaluation se traduit par le calcul de l'ERE.

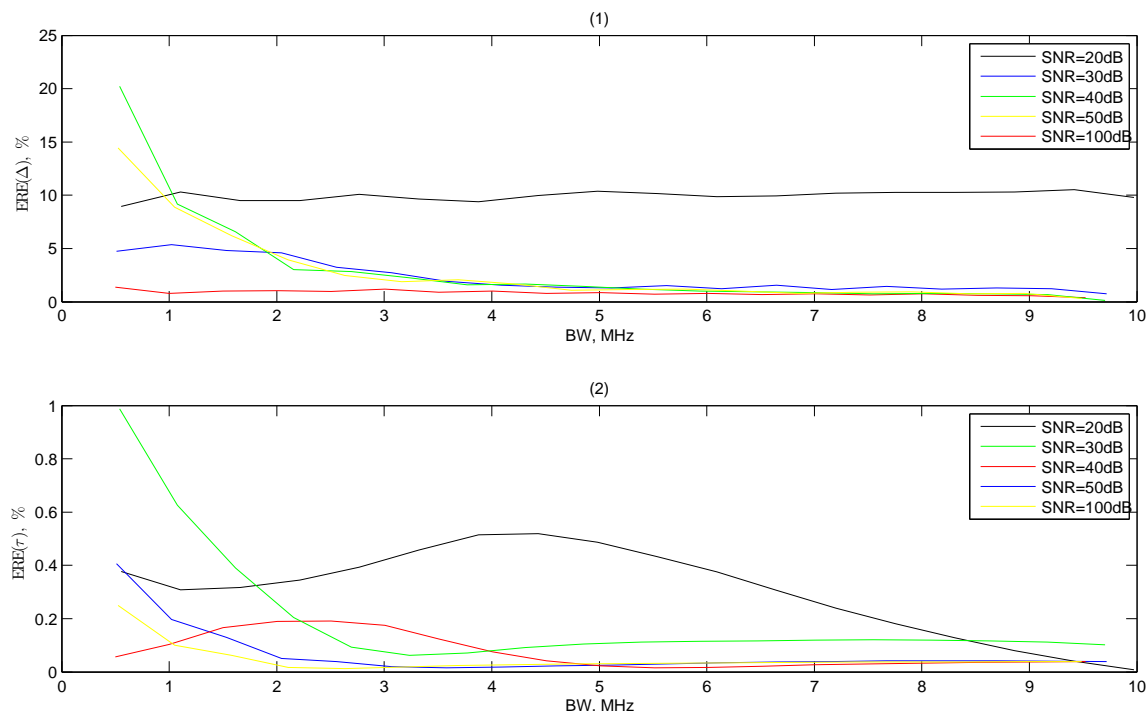


FIGURE 2.22 – Effet de la largeur de bande sur l'estimation des paramètres de la boucle.

La FIGURE 2.22 illustre un exemple d'estimation de Δ et de τ fixés au préalable à -10 dB et 5 μ s pour lesquelles la largeur de bande et le SNR varient.

La partie (1) de cette figure montre que l'estimation de Δ (fixée à -10 dB) devient satisfaisante ($ERE \approx 5\%$) pour une largeur de bande de l'ordre de 2 MHz avec un SNR de l'ordre de 30 dB.

La partie (2) de cette figure montre que l'estimation de τ (fixé à 5 μ s) devient satisfaisante ($ERE \approx 0.4\%$) pour une largeur de bande de l'ordre de 2 MHz avec un SNR de l'ordre de 30 dB.

2.2.5/ ÉMETTEUR PARASITE

Le simulateur de l'écho en présence d'un émetteur parasite s'effectue avec le schéma décrit dans la FIGURE 2.15, en ajoutant un générateur ayant un signal identique au premier, mais atténué et décalé dans le temps¹⁴. La FIGURE 2.23 montre l'effet d'un émetteur parasite sur le spectre de puissance dans la configuration suivante :

14. Également bruité dans la réalité.

- La puissance de l'émetteur parasite est inférieure de 5 dB à celle du signal utile, il est retardé de $1\ \mu\text{s}$ par rapport au signal utile.
- La marge de gain de la boucle est égale à -1 dB et son délai vaut $0.5\ \mu\text{s}$.

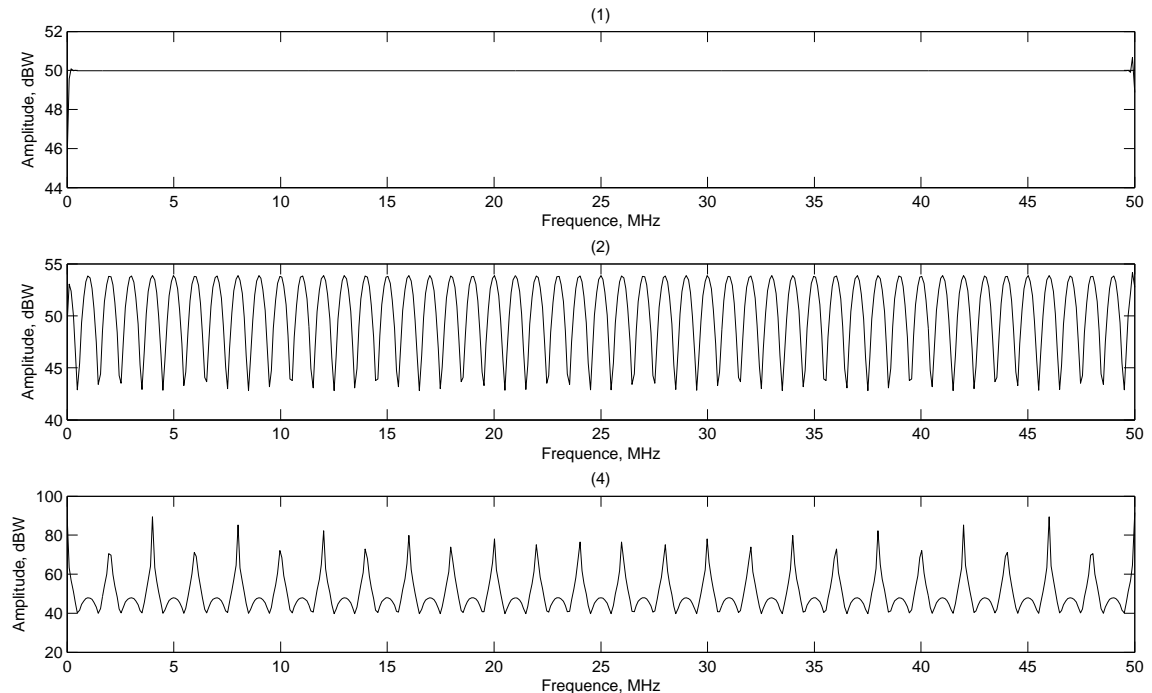


FIGURE 2.23 – Effet de la présence d'un émetteur parasite sur le spectre de puissance.

- La FIGURE 2.23 (1) montre un signal d'entrée balayant les fréquences 0 MHz à 50 MHz.
- La FIGURE 2.23 (2) montre le signal d'entrée affecté par l'émetteur parasite (sans les échos).
- La FIGURE 2.23 (3) montre le signal d'entrée affecté par l'émetteur parasite dans le cas d'un écho direct.

2.2.6/ CHEMINS MULTIPLES

Comme indiqué dans la sous-section 2.1.3, si les chemins sont indépendants, l'écho global est la somme des échos secondaires. Pour réaliser un simulateur dans le cas des chemins multiples, il suffit de dupliquer le canal du schéma de la FIGURE 2.15. La FIGURE 2.24 montre l'effet d'un chemin secondaire sur le spectre de puissance dans la configuration décrite par la TABLE 2.1 :

	Répéteur	chemin 1	chemin 2
Gain/Atténuation	$g = 50\ \text{dB}$	$a_1 = -55\ \text{dB}$	$a_2 = -65\ \text{dB}$
Délai, μs	$\tau_0 = 0.45\ \mu\text{s}$	$\tau_1 = 0.05\ \mu\text{s}$	$\tau_2 = 0.15\ \mu\text{s}$

TABLE 2.1 – Exemple de configuration de chemins multiples.

La FIGURE 2.24 (1) montre un signal d'entrée balayant les fréquences 0 MHz à 50 MHz. La FIGURE 2.24 (2) montre l'effet d'un écho direct sur le spectre de puissance, comme

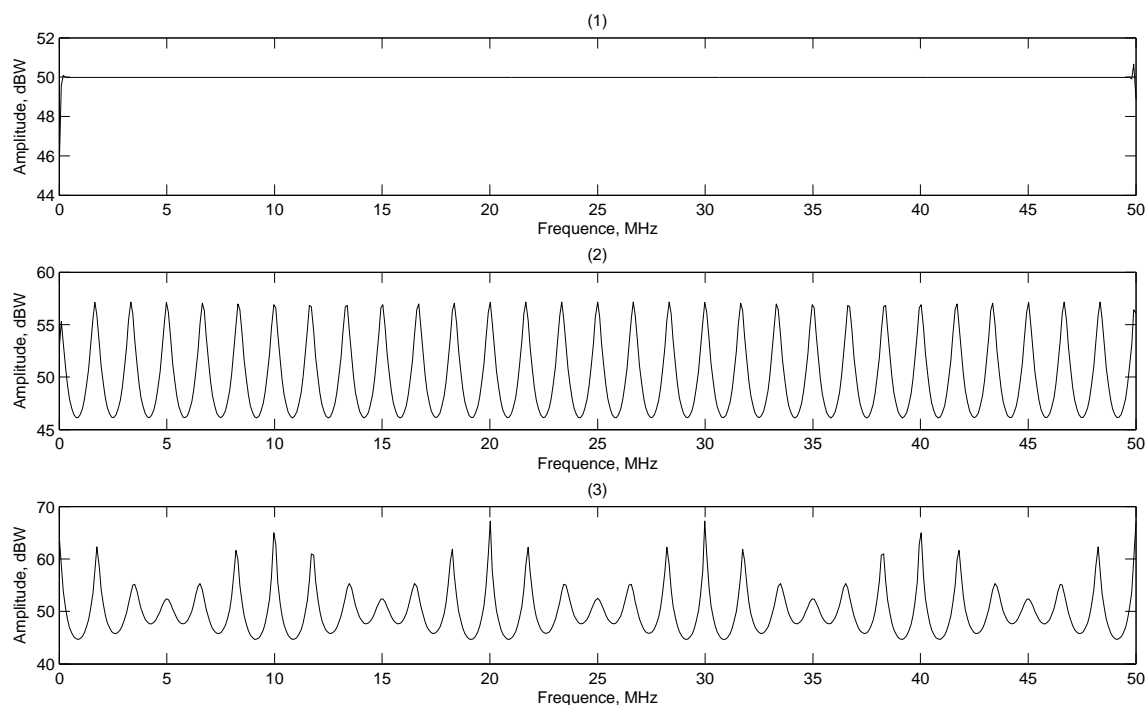


FIGURE 2.24 – Effet des chemins multiples sur le spectre de puissance.

démontré dans la partie théorique, le spectre de puissance dans le cas d'un écho direct présente des oscillations qui obéissent à l'équation (2.5). La FIGURE 2.24 (3) montre l'effet d'un écho (ayant deux chemins) sur le spectre de puissance, dans ce cas les oscillations sont, en quelque sorte, modulées en amplitude et en phase, comme cela été démontré dans la sous-section 2.1.3.

■ **En résumé** – Le simulateur que nous avons développé a permis de montrer l'effet d'un écho direct sur le spectre de puissance. Les équations démontrées dans la partie théorique se sont avérées concordantes avec les résultats du simulateur. Nous avons pu simuler un cas critique et peu recommandé dans la pratique¹⁵, celui du déséquilibre du répéteur en boucle-fermée, la simulation de ce cas renseigne qu'un délai de boucle assez long ralentit la vitesse de divergence. L'effet du bruit a été quantifié par la mesure de l'ERE, il n'est pas surprenant qu'un système fortement bruité soit un environnement défavorable pour l'estimation des paramètres de la boucle. La simulation d'un émetteur parasite montre que le spectre est affecté avant même de subir l'effet des échos, une boucle de rétroaction négative permet de l'éliminer. Le cas d'un écho secondaire montre effectivement que les oscillations de la puissance sont modulées en amplitude et en phase en fonction du délai et de l'atténuation du chemin secondaire.

15. Il arrive que des amplificateurs de puissance soient détériorés à cause d'un écho trop fort.

2.3/ BANC DE TEST

Le caractère industriel de cette thèse impose que tout résultat, obtenu en théorie et/ou par simulation, soit soumis aux tests expérimentaux avant qu'il soit intégré à un produit commercialisable. Les tests expérimentaux sur terrain nécessitent le déploiement de beaucoup de ressources matérielles et humaines. En effet, tel qu'illustré par la FIGURE 1.11, un test d'écho nécessiterait une BTS, une MS (Mobile Station), un répéteur, deux antennes, des câbles, et d'autres moyens logistiques.

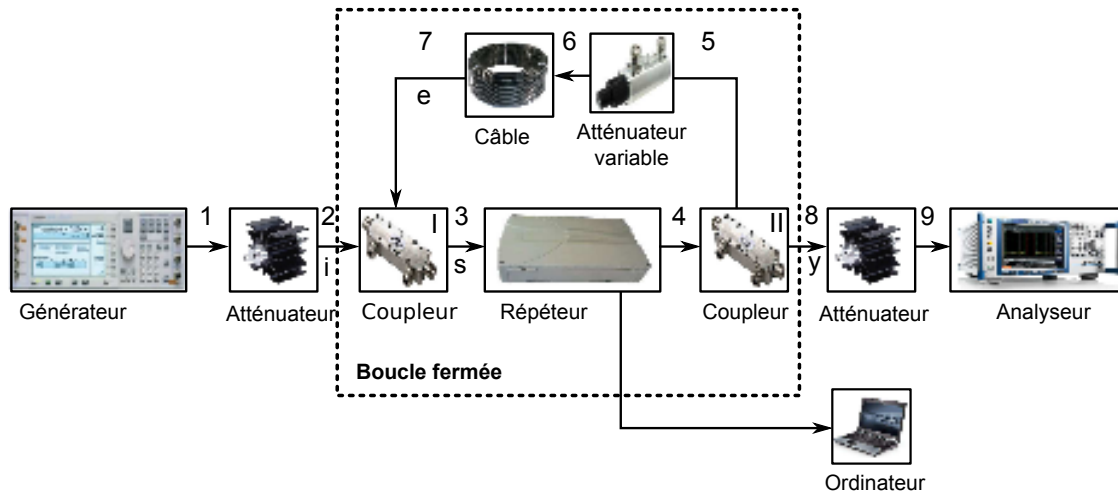


FIGURE 2.25 – Synoptique d'un système en boucle-fermée. Reproduction l'écho en laboratoire.

Afin de réduire ces ressources, tout en garantissant une configuration semblable à celle du terrain, nous avons imaginé un banc de test à la fois simple, efficace et fidèle aux conditions de la réalité. Ce banc est schématisé par la FIGURE 2.25.

2.3.1/ DESCRIPTION DU MATÉRIEL

Dans ce qui suit, une brève description du matériel qui compose ce banc de test, avec des informations issues des manuels d'utilisation des fabricants, est présentée.

2.3.1.1/ GÉNÉRATEURS

Nous décrivons ici deux types de générateurs qui délivrent des signaux de diverses modulations et standards (cf. section 1.1) :

2.3.1.1.1 Agilent E4438C ESG Vector Signal Generator



Il intègre un large éventail de fonctionnalités pour tester les deux systèmes de communication analogique et numérique. Il dispose de plusieurs solutions de test qui permettent d'évaluer la performance de beaucoup de normes et standards.

Ce générateur délivre des signaux de fréquence allant de 250 kHz jusqu'à 6 GHz avec une puissance maximale de +17 dBm, le signal peut aller d'une simple porteuse sinusoïdale, à un signal avec modulation analogique de type AM (Amplitude Modulation), FM (Frequency Modulation), PM (Phase Modulation) ou PAM (Pulse-Amplitude Modulation), ou -et surtout- un signal avec modulation numérique de type ASK (Amplitude-Shift Keying), FSK (Frequency-Shift Keying), MSK (Minimum-Shift Keying), PSK (Phase-Shift Keying) ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

2.3.1.1.2 Teamcast DVB-T/DVB-H Modulator



Le modulateur DVB-T/DVB-H (Digital Video Broadcasting-Handheld) possède des entrées pour les flux numériques et délivre des signaux RF (Radio Frequency). Ce générateur est configurable via un GUI assurant des fonctions comme la distorsion linéaire et non linéaire, le facteur de crête et les

échocs. Il offre également la possibilité de développer ses propres GUIs pour le piloter via la liaison série.

Quelque soit le type de générateur, on note p_g la puissance du signal qu'il délivre.

2.3.1.2/ ATTÉNUATEURS

2.3.1.2.1 Microwave Attenuator 30W N RF connector



Lors des manipulations dans le domaine radio-fréquence à forte puissance, et notamment lorsqu'il s'agit d'un système à rétroaction, il est très recommandé de protéger les instruments contre les pics de puissance. Par mesure de sécurité, nous utilisons deux atténuateurs pour la protection du géné-

rateur de l'appareil de mesure. Ces atténuateurs ont une impédance de 50 Ω , une atténuation de 20 dB et supportent jusqu'à 30 W à des fréquences allant du continu jusqu'à 6 GHz. Les valeurs d'atténuation sont compensées à la source et lors de l'analyse.

2.3.1.2.2 Variable Step Attenuator



Ce type d'atténuateur, en association avec un câble, joue le rôle d'un canal dont le délai et l'atténuation sont variables. Il offre la possibilité de varier l'atténuation dans l'intervalle [0, 100] dB avec un pas de 1 dB, et peut supporter des pics

de puissance pouvant aller jusqu'à 1000 W.

On note A_v son atténuateur en décibels.

2.3.1.3/ CÂBLE COAXIAL RF RG58CU



D'une impédance de 50 Ω , ce câble coaxial est composé d'une âme souple en cuivre étamé et d'un blindage par tresse. C'est le câble utilisé pour la connexion d'antennes de

communication RF. À des longueurs différentes, il permet d'obtenir un délai variable. Pour chaque longueur, le câble est caractérisé à des fréquences différentes. Des abaques sont ainsi construites et servent de références lors des essais.

Exemple : à 50 m de longueur et à 900 MHz de fréquence, on obtient 12 dB d'atténuation et 0.25 μ s de retard.

On note τ_1 le retard de ce câble et a_c son atténuation en décibels.

2.3.1.4/ COUPLEURS 3 DB

2.3.1.4.1 Coupleur RF GYCDC-800-2500



Dans la gamme des fréquences [800, 2500] MHz, il permet la division de la puissance du signal à 3 ± 0.25 dB lorsqu'il est utilisé dans le sens direct. Dans le sens inverse, il additionne les puissances de deux signaux injectés.

Ce type de coupleur a une impédance de 50 Ω et peut supporter jusqu'à 1000 W.

2.3.1.4.2 Coupleur FI ZSC-2-2



Certains essais vont se faire dans le domaine IF (Intermediate Frequency), plus précisément dans la bande de fréquences [0, 50] MHz. Ce coupleur remplit la même tâche que celui décrit précédemment dans le domaine IF¹⁶.

Ce coupleur garantit des résultats du continu jusqu'à 400 MHz avec des pertes allant de 3.14 dB à 3.31 dB.

2.3.1.5/ ANALYSEUR R&S FSV SIGNAL AND SPECTRUM ANALYZER



C'est un appareil rapide et très polyvalent qui convient aux utilisateurs travaillant dans le développement des systèmes RF. Dans notre cas d'étude, il sera d'une grande utilité pour l'analyse des signaux dans le domaine fréquentiel. Ci-dessous quelques performances de cet appareil :

- Domaine de fréquences jusqu'à 4/7/13.6/30/40 GHz.
- Analyse du signal sur une bande allant jusqu'à 16 MHz.
- Incertitude de 0.4 dB à 7 GHz.
- Mesures des signaux des standards GSM, EDGE (Enhanced Data-rates for GSM Evolution), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), HSPA+ (Evolved High-Speed Packet Access), LTE, WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), CDMA (Code Division Multiple Access) 2000.
- Bruit de phase de -110 dBc¹⁷ à 10 kHz.

16. Cela facilite certaines manipulations par l'utilisation directe du module de traitement numérique (cadencé à 100 MHz) afin d'éviter les étages de transposition de fréquences.

17. Un dBc est un décibel relatif à une porteuse, carrier.

- Moyennage du niveau de bruit : -155 dBm à 1 GHz et -147 dBm à 30 GHz.

Cet appareil permet, entre autres, l'acquisition et l'exportation de données et la synchronisation avec les autres instruments [188]. On note p_a la puissance du signal arrivant à l'entrée de l'analyseur.

2.3.1.6/ ANALYSEUR TV R&S ETL TV ANALYZER



Il combine la fonction d'un analyseur TV et analyseur de spectre. Il permet également de générer des signaux vidéos. Il est largement utilisé pour les tests de validation, la maintenance et entretien des réseaux de télévisions et les tests

de qualité du signal. Cette appareil se distingue en particulier par :

- Une bande de fréquence allant de 500 kHz à 3 GHz.
- Un modulateur interne à base de FPGA (Field-Programmable Gate Array).
- Analyse multiple : DVB (Digital Video Broadcasting)-T/T2, FM, ATSC, flux MPEG (Moving Picture Experts Group)-2 et SFN (Single Frequency Network).

En plus de ces caractéristiques, il offre une grande précision de mesure de puissance et bien d'autre fonctions.

2.3.1.7/ OSCILLOSCOPE NUMÉRIQUE TEKTRONIK MSO/DPO



Offrant une bande passante de 1 GHz et une fréquence d'échantillonnage de 5 G.ech/s, il permet d'analyser les signaux analogiques et numériques simultanément dans le domaine temporel. Il fournit des outils riches en fonctionnalités pour simplifier l'analyse et le débogage de signaux complexes (cf. manuel d'utilisation).

2.3.2/ DESCRIPTION DU RÉPÉTEUR LTE800

Ce répéteur est destiné au traitement des signaux de la bande 800 MHz du standard LTE. Dans ce qui suit, on donne une description sommaire de ses fonctions principales suivant la FIGURE 2.26 :

1. Sécurité : coupure et ré-enclenchement de l'alimentation en cas d'incident.
2. Alimentation : transformation de l'alimentation 220 V/ 50 Hz à 25 V/DC (Direct Current) et 5 V/DC.
3. Contrôle : interfaçage des différents modules avec l'extérieur.
4. Traitement analogique RF : plusieurs fonctions analogiques, telles que la transposition, le filtrage et l'amplification.
5. Amplification de puissance : introduction d'un gain variable sur le signal d'entrée dans le domaine RF.
6. Duplexeur : permet l'utilisation d'une même antenne pour l'émission et la réception du signal.
7. Traitement numérique : plusieurs fonctions de traitement numérique.

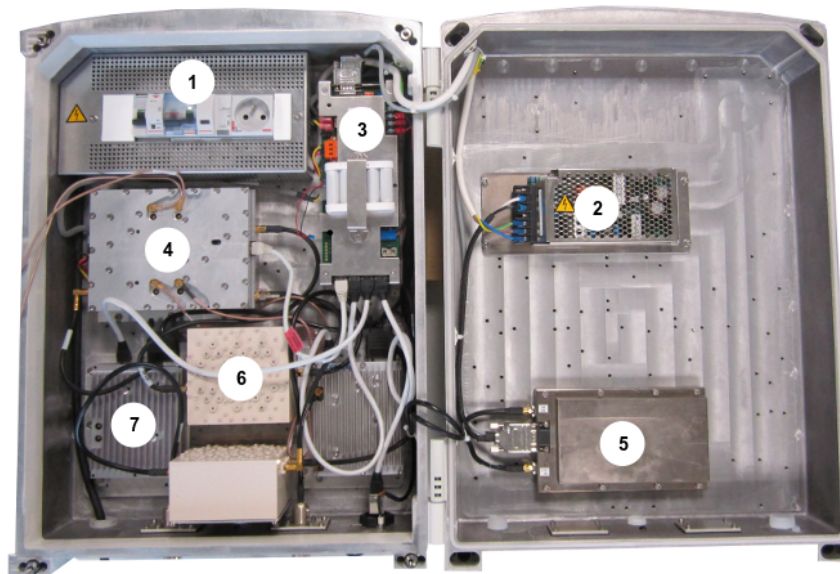


FIGURE 2.26 – Photographie de face du répéteur LTE800.

Selon une voie donnée,¹⁸ le signal arrive à l'unité de traitement analogique, après avoir traversé le duplexeur, où il est transposé dans la bande IF. À ces fréquences, il satisfait la condition de SHANNON ($f_s \geq 2f_{max}$), ce signal repasse à nouveau dans l'unité de traitement analogique pour être retransposé dans la bande RF, il est ensuite amplifié par l'amplificateur de puissance et puis duplexé pour la transmission.

Le gain du répéteur varie selon la gamme, il est généralement compris entre +30 dB et +70 dB. Il est exprimé en décibels et est noté g .

Il en est de même pour le retard intrinsèque qui dépend du nombre et de la nature des traitements analogiques ou numériques effectués, ce retard est généralement borné entre $2 \mu s$ et $20 \mu s$, il est noté τ_0 .

L'unité de traitement numérique est utilisée pour la numérisation et l'acquisition des données.

2.3.3/ DESCRIPTION DE LA CARTE DE TRAITEMENT NUMÉRIQUE

La carte de traitement numérique existante est celle que montre la FIGURE 2.27. Les fonctions principales de cette carte sont résumées ci-dessous :

1. Alimentation : conversion (5 V-DC) et distribution aux différents composants.
2. Communication : interfaçage avec l'extérieur via la liaison RS485 (**R**ecommended **S**tandard 485).
3. Horloge : un quartz cadencé 100 MHz et distribué à l'ADC (**A**nalog to **D**igital **C**onverter), au FPGA et au DAC (**D**igital to **A**nalog **C**onverter).
4. Conversion & traitement : constitué de l'ADC, du FPGA et du DAC.

18. Ce répéteur traite les deux voies (montante et descendante) à la fois, ce qui explique la présence de deux modules de traitement numérique.

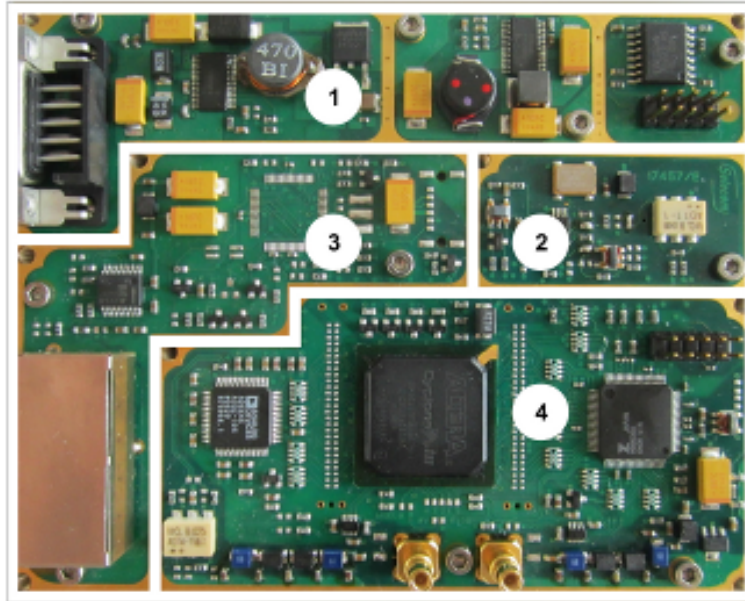


FIGURE 2.27 – Photographie de la face avant de la carte de traitement numérique à base de Cyclone III.

Le signal arrivant en entrée analogique est numérisé par le ADC, il passe ensuite par le FPGA pour les divers traitements numériques ; à la sortie du FPGA, les données numériques sont converties en un signal analogique via le DAC

L'assemblage, selon la FIGURE 2.25, des instruments précédemment décrits forme le banc de test montré par la FIGURE 2.28.

Remarque

Les expérimentations intermédiaires ne sont pas systématiquement réalisées dans une chambre anéchoïque, elle ne sert généralement qu'aux mesures de validation finale du produit avant sa commercialisation.

■ **En résumé** – Nous avons construit un banc de test d'un système en boucle-fermée ayant les caractéristiques suivantes :

1. Le gain et le retard du répéteur (unité de traitement analogique et numérique), g et τ_0 , sont compris dans $[+30, +70]$ dB et $[2, 20]$ μ s respectivement.
2. L'atténuation et le retard du canal (le câble en association avec l'atténuateur variable), a et τ_1 , sont compris dans $[-100, -30]$ dB¹⁹ et $[0.2, 2]$ μ s respectivement.
3. La perte dans les coupleurs est de 3 dB.
4. Le système est caractérisé par sa marge de gain Δ et son délai global τ , tels que :

$$\begin{cases} \Delta = a + g \\ \tau = \tau_0 + \tau_1. \end{cases} \quad (2.38)$$

19. La valeur -30 dB a été définie comme étant l'atténuation maximale du câble, dans le but de compenser la valeur initiale du gain du répéteur +30 dB.

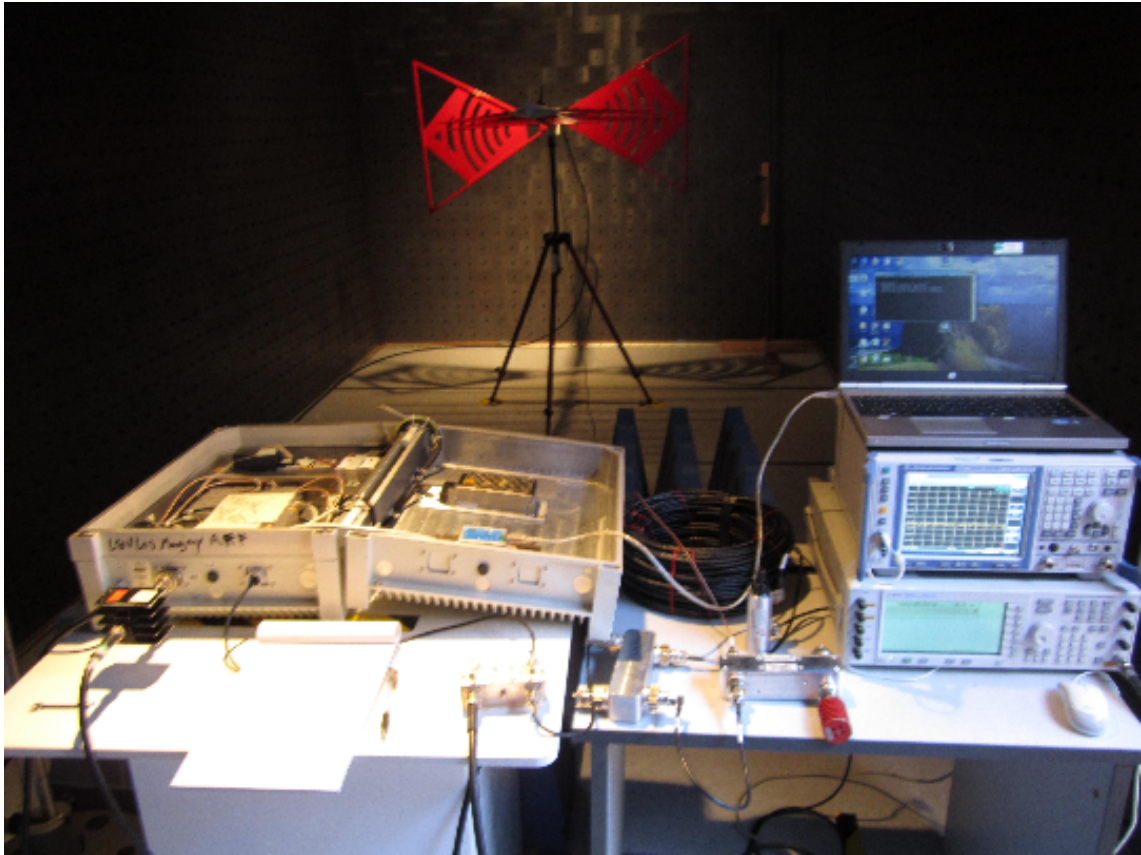


FIGURE 2.28 – Photo du banc de test dans une chambre anéchoïque.

2.3.4/ MESURES

En variant les paramètres du répéteur et du canal, on contrôle la marge de gain et le délai du système expérimental.

Notre objectif est de vérifier les résultats théoriques et ceux de la simulation.

Tels que montrés par la FIGURE 2.25, les points essentiels de mesure et de vérification de ce système expérimental sont numérotés de 1 à 9.



Remarque

La présence de coupleurs introduit une atténuation de 3 dB, cette atténuation est à prendre en considération lors du calcul de la marge de gain à partir de l'amplitude des onduations.

Sous ces conditions et à partir de l'équation (2.38), on redéfinit les variables suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{g}' = \mathbf{g} - 3 \\ \mathbf{a}' = \mathbf{a} - 3 \\ \Delta = \mathbf{g} + \mathbf{a} - 6 \end{cases} \quad (2.39)$$

Par conséquent, l'équation (2.4) devient :

$$\mathbf{p}_a(\omega) = \mathbf{p}_g + \mathbf{a}_a - 3 + \mathbf{a}'_a + \mathbf{g}' - 10 \log(10^{\Delta'/10} - 2 \cdot 10^{\Delta'/20} \cos(\omega\tau + \varphi) + 1). \quad (2.40)$$

Ce banc de test fournit des résultats conformes à ceux de la simulation de la théorie. La copie d'écran de l'analyseur de la FIGURE 2.29 a été réalisée dans les conditions suivantes :

- Puissance d'entrée : -20 dBm.
- Plage de fréquence : [23, 27] MHz.
- Marge de gain : -11 dB.
- Délai de boucle : 2 μ s.

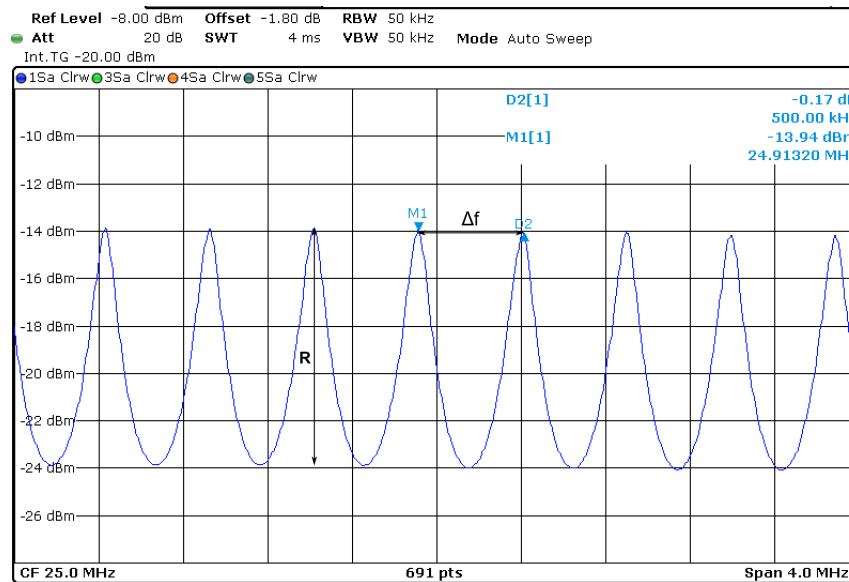


FIGURE 2.29 – Résultats du banc de test montrant l'ondulation du gain de puissance dans le système.

Une série de mesures a été effectuée pour vérifier la fiabilité du banc de test, ces mesures sont comparées à la théorie et sont illustrées par la FIGURE 2.30.

La partie (1) de cette figure montre la relation entre la période Δf , telle qu'elle est montrée dans la FIGURE 2.29, et le délai de la boucle τ , cette relation est exprimée dans la partie théorique par (2.11).

La partie (2) de cette figure montre la relation entre l'amplitude de l'ondulation r et la marge de gain Δ' , cette relation est exprimée dans la partie théorique par (2.11).

La FIGURE 2.29 montre la concordance des résultats du banc de test avec la théorie et la simulation.

■ **En résumé** – Le banc de test est assez fidèle à la réalité, la reproduction du phénomène de l'écho par l'intermédiaire de ce banc de test est en adéquation avec les calculs théoriques et la simulation.

Un écho faible (voire très faible) n'impacte pas la puissance du signal, néanmoins il introduit des erreurs de transmission que l'on peut quantifier par la mesure de l'EVM par exemple.

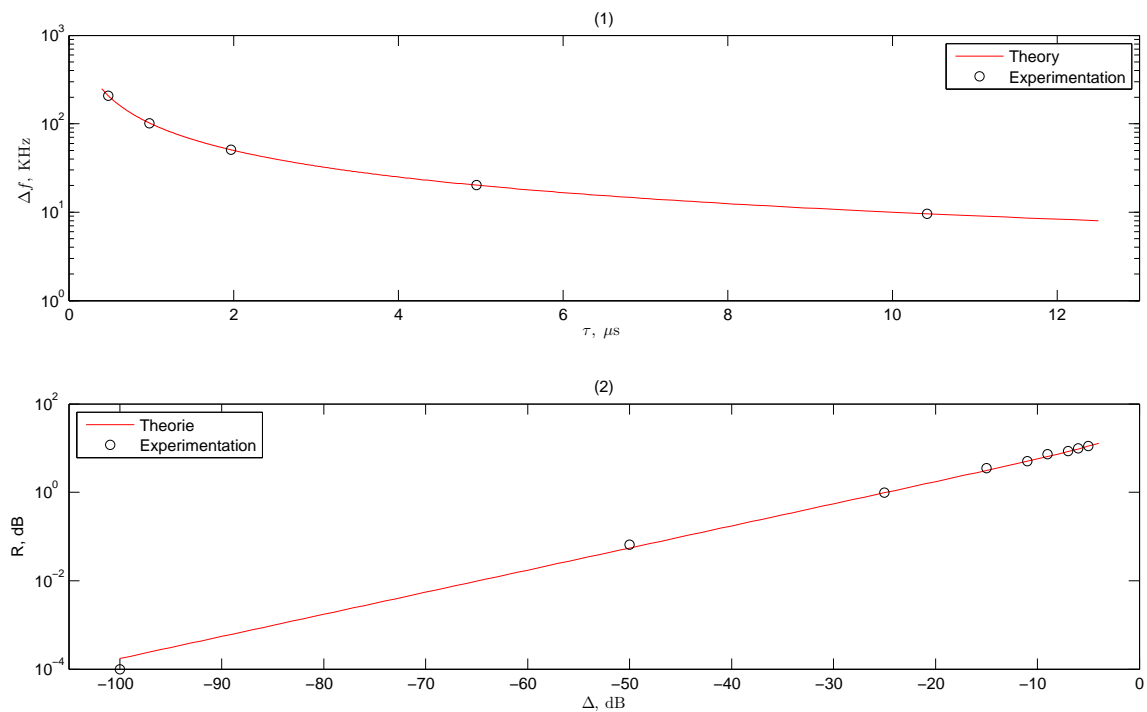


FIGURE 2.30 – Comparaison des résultats du banc test et ceux de la théorie.

2.4/ LES EFFETS DES ÉCHOS SUR LA LIAISON RADIO

Nous avons mentionné auparavant que l'effet de l'écho peut ne pas être visible dans le domaine fréquentiel, notamment lorsque la largeur de bande d'observation est inférieure à une période de l'ondulation, c'est-à-dire si le délai de la boucle est très court (cf. FIGURE 2.17). Par l'utilisation du banc de test précédemment décrit (FIGURE 2.25), une série de mesures a été effectuée dans le cas d'un écho direct.

2.4.1/ BANDE ÉTROITE

Considérons un signal de la norme GSM (cf. Chapitre 1), dont la largeur du canal est d'environ 200 kHz, ce signal est délivré en bande des fréquences IFs. Ici, le taux d'erreurs est exprimé par l'EVM en pourcentage. La FIGURE 2.31 montre l'impact de l'écho sur la qualité du signal pour différentes valeurs de délai de boucle.

L'expérimentation a été réalisée dans les conditions suivantes :

- Émetteur : Générateur Agilent E4438C ESG Vector Signal Generator, délivrant un signal de puissance égale à -30 dBm.
- Récepteur : Analyseur de spectre R&S FSV Signal and Spectrum Analyzer.

On conclut à partir de cette FIGURE 2.31 que :

1. La valeur de la marge de gain (puissance de l'écho) impacte directement l'EVM, le système devient sensible à partir d'une marge de gain $\Delta = -30$ dB.
2. Le délai de boucle intervient dans la détérioration de la qualité du signal, c'est-à-dire qu'un délai long est défavorable à la transmission.
3. Un délai d'écho très court est favorable à la transmission comme le confirme le cas où $\tau = 0.05 \mu s$.

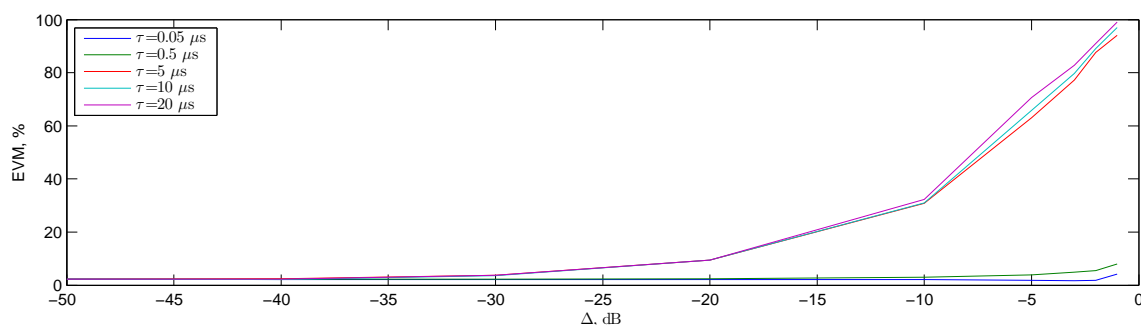


FIGURE 2.31 – Erreurs de transmission causées par l'écho dans le cas d'un signal à bande étroite.

Il est à noter que la valeur de l'EVM sans la présence de l'écho est autour de 2%, cela est dû aux erreurs introduites par l'électronique du système.

2.4.2/ LARGE BANDE

Considérons la norme DVB-T dont la largeur du canal est de 8 MHz(cf. Chapitre 1) . Le taux d'erreurs est exprimé par le MER en décibels. L'expérimentation a été réalisée dans les conditions suivantes :

- Émetteur : Générateur Teamcast DVB-T/DVB-H Modulator délivrant un signal d'une puissance -30 dBm.
- Récepteur : Analyseur de spectre R&S ETL TV Analyzer.

L'axe de gauche de la FIGURE 2.32 montre l'impact (pic et RMS (Root Mean Square)) du MER de l'écho sur la qualité du signal pour différentes valeurs du délai de boucle. L'axe de droite de cette figure montre l'effet de l'écho sur la puissance perçue par le récepteur.

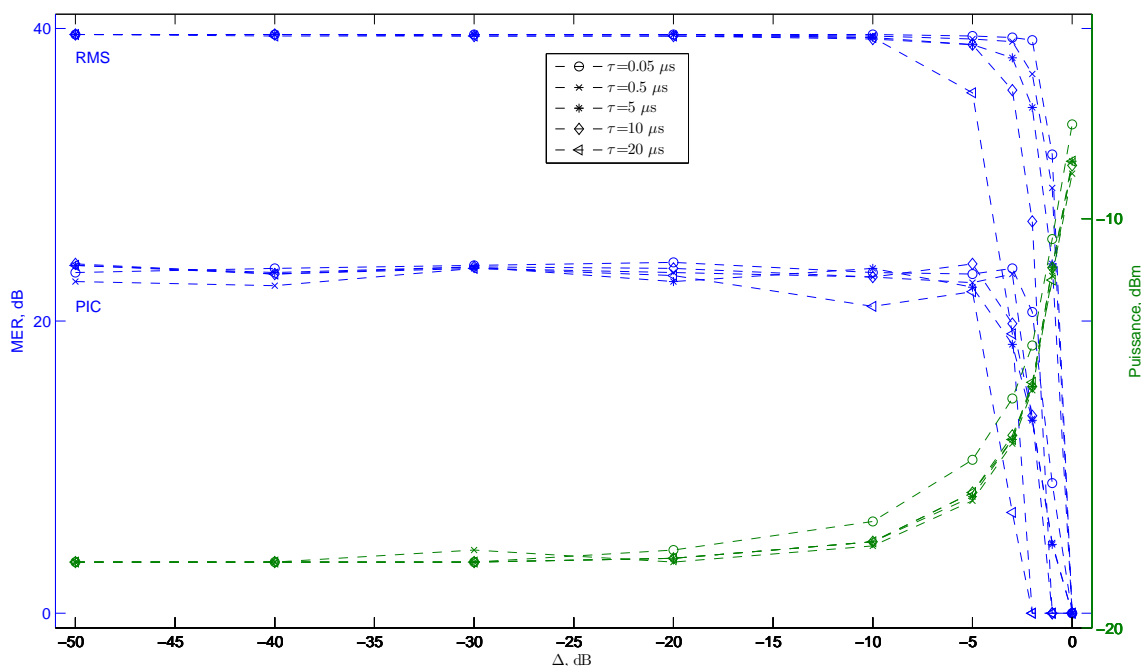


FIGURE 2.32 – Erreurs de transmission causées par l'écho dans le cas d'un signal à large bande.

On conclut à partir de la FIGURE 2.32 que :

1. Le signal modulé en OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est plus robuste aux échos que celui modulé en GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying). En effet, la dégradation du signal commence à être significative seulement à partir d'une marge de gain $\Delta = -5$ dB, contrairement à $\Delta = -30$ dB pour un signal modulé en GMSK.
2. Le délai de boucle a peu d'influence sur la dégradation du MER.

■ **En résumé** – Après avoir montré la concordance des résultats théoriques avec la simulation, le banc de test a confirmé ces résultats en pratique. Cette solution est nettement plus économique que le déploiement d'antennes, de BTS, de MS, et tout le matériel nécessaire pour le montage de la manipulation en grandeur nature.

La comparaison des résultats de ce banc avec les situations rencontrées par les techniciens de l'entreprise partenaire sur le terrain ne laisse aucun doute sur la fidélité de ce banc à la réalité. Grâce à ce banc, l'oscillation du système, dans le cas d'un écho direct, a été mise en évidence confirmant le modèle mathématique lui correspondant. Il a également permis de mesurer, au laboratoire, l'effet des échos sur différents types de modulation.

Dorénavant, il servira de plate-forme à tous les tests de validation de la solution imaginée.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit le comportement d'un répéteur en boucle-fermée, en commençant par un cas simple qui consiste à ne considérer qu'un seul chemin d'écho. Cette étude a montré l'oscillation du gain de puissance due à l'écho direct.

Les équations mathématiques montrent que l'amplitude de ces oscillations devient infinie lorsque la marge de gain avoisine zéro, c'est-à-dire lorsque la puissance de l'écho et celle du signal deviennent proches. La simulation confirme que l'amplitude du signal dans le répéteur devient infiniment grande, en réponse à un échelon, en un délai très court. Cette configuration est à éviter en pratique, car elle fait courir des risques à l'électronique du répéteur. L'étude mathématique a conduit à une méthode d'estimation de paramètres de la boucle par la mesure de l'amplitude et de la période des ondulations de la puissance, par acquisition de données ; la simulation a montré l'effet du bruit sur l'estimation.

Le cas d'un émetteur parasite est très fréquent sur le terrain, nous l'avons abordé en proposant une solution théorique pour le compenser, le simulateur a montré l'effet de sa présence sur le spectre de puissance dans les deux cas : sans écho et avec écho.

Selon la configuration des sites, des chemins secondaires d'écho peuvent exister, c'est pourquoi nous avons décrit un système ayant des chemins multiples sous certaines hypothèses. Les oscillations du système en boucle-fermée changent de nature, et l'estimation des paramètres de chaque chemin devient plus laborieuse dès que le nombre de chemins secondaires augmente.

Le simulateur développé à cet effet confirme les résultats théoriques, ce qui a motivé la mise en place d'un banc de test permettant d'imiter les configurations rencontrées sur site à moindre coût ; les résultats de ce banc se sont avérés conformes à la simulation et à la théorie. Ce banc sera donc utilisé comme l'avant-dernière étape de validation, avant la validation en grandeur nature de toute solution d'annulation d'écho.

Nous avons caractérisé l'environnement dans lequel se produisent les échos radio-fréquence sous un certain nombre d'hypothèses, la réalité de ces environnements est souvent plus complexe. En effet, la présence simultanée des cas étudiés n'est pas exclue, certains de ces obstacles peuvent être mobiles (FIGURE 2.1). En plus, la propagation dépend de plusieurs facteurs naturels tels que la température, la pression et l'activité électromagnétique, à cela s'ajoutent d'autres phénomènes comme l'effet DOPPLER, l'évanouissement et la distorsion.

Ces facteurs font que les délais de propagation et les atténuations peuvent sensiblement changer au cours du temps, des chemins d'écho peuvent apparaître et puis disparaître, si des objets mobiles et volumineux passent à proximité d'un site où sont déployés les répéteurs par exemple. Cela fait de leur entourage un environnement aléatoirement variable, même si le chemin direct reste le facteur le plus dominant.

La solution doit être valable quelle que soit la nature du site et les facteurs environnants, sans intervention humaine. Dans ce contexte, et à partir de la recherche bibliographique dans le domaine acoustique et celui des télécommunications, nous avons opté pour le filtrage adaptatif, ce sujet fait l'objet du chapitre suivant.

ANNULATION D'ÉCHOS PAR FILTRAGE ADAPTATIF

Dans ce chapitre, une solution anti-écho, basée sur le filtrage adaptatif est présentée ; il débute par un bref rappel de la théorie du filtrage optimal et la présentation d'algorithmes de mise-à-jour. L'annulation d'écho est l'une des applications du filtrage adaptatif, à laquelle nous nous intéressons plus particulièrement, en rappelant son intérêt dans le domaine acoustique, son déploiement dans le domaine des radio-fréquences et plus précisément au sein des répéteurs iso-fréquence. La simulation de cette application est détaillée, ainsi que l'effet de divers paramètres sur la stabilité du système. La dernière partie de ce chapitre consiste en l'implantation matérielle de la solution.

Sommaire

3.1 Rappel du filtrage linéaire optimal	89
3.1.1 Filtrage adaptatif transversal	90
3.1.2 Critère de performance	91
3.1.3 Orthogonalité, équations de WIENER – HOPF	91
3.1.4 L'erreur MMSE	92
3.2 Algorithmes de mise-à-jour	94
3.2.1 LMS	94
3.2.2 NLMS	95
3.2.3 Rapidité de convergence	96
3.2.4 Pas optimal, conditionnement	97
3.2.5 Dynamique spectrale	97
3.2.6 Convergence, stabilité et erreurs	98
3.2.7 Pas variable, signaux non stationnaires	99
3.2.8 Leaky LMS	99
3.3 Application à l'annulation d'échos	101
3.3.1 Acoustique	101
3.3.1.1 Systèmes téléphoniques	101
3.3.1.2 Salles de conférence	102
3.3.2 Radio-fréquence	103
3.3.2.1 Paramètres du système d'annulation d'écho	103
3.3.2.2 Marge de gain	106
3.4 Simulation en temps-réel	107
3.4.1 Simulation de la structure théorique	107
3.4.2 Structure adaptée au répéteur	109
3.4.2.1 LMS	109
3.4.2.2 NLMS	111
3.5 Implémentation de l'anti-écho sur FPGA	115
3.5.1 Flot de conception selon Altera	115
3.5.2 Contraintes temporelles (timing)	115
3.5.2.1 Signaux synchrones, Setup, hold et slack	116
3.5.2.2 Signaux asynchrones, recovery time et removal time	117
3.5.2.3 L'outil TimeQuest pour l'analyse timing	117
3.5.3 Architectures	118
3.5.3.1 Bloc mise-à-jour associé au FIR	118
3.5.3.2 Blocs adaptatifs élémentaires	119
3.6 Résultats du système d'annulation d'écho	121
3.6.1 Performances avec des signaux de large bande	121
3.6.1.1 Illustration avec un signal du standard DVB-T	121
3.6.1.2 Signaux du standard UMTS (3G)	122
3.6.1.3 Signaux du standard LTE (4G)	122
3.6.2 Performances avec des signaux de bande étroite	124

ABRÉVIATIONS

Dans la littérature, les notations des variables mathématiques diffèrent selon le domaine, le contexte et les auteurs. Afin d'éviter toute confusion, nous proposons une brève liste de notations, sans rentrer dans le détail mathématique de chaque définition.

\mathbf{v}	vecteur colonne
\mathbf{v}^T	transposé du vecteur \mathbf{v}
$\widehat{\mathbf{v}}$	vecteur estimé
\mathbf{v}_{opt}	vecteur optimal
\mathbf{M}	matrice carrée
$Tr(\mathbf{M})$	trace de la matrice \mathbf{M}
$C(\mathbf{M})$	conditionnement de la matrice \mathbf{M}



Remarque

D'autres abréviations pourront être occasionnellement utilisées, elles seront définies localement dans le texte.

INTRODUCTION

DANS le vaste domaine du filtrage adaptatif, l'annulation d'écho représente une application particulièrement intéressante du point de vue industriel. Les premières idées ont été immergées dans le domaine de l'acoustique, et depuis, elles ne cessent d'être étendues aux autres domaines, tels que celui de la télécommunication.

D'une manière générale, un filtre adaptatif est un système auto-ajustable : cette autonomie se réalise par l'association d'un filtre numérique et d'un algorithme de mise-à-jour. Ces filtres ont l'avantage d'opérer dans des environnements inconnus qui évoluent de plus continûment.

La partie filtre numérique agit sur le signal d'entrée afin de générer le signal anti-écho, tandis que la partie algorithme assure l'ajustement des coefficients à partir de l'identification du canal, cette identification s'effectuant par une approximation itérative selon un critère de performance bien choisi. Ainsi, le signal anti-écho généré est injecté dans le système pour annuler les échos ¹.

Les formalismes mathématiques des systèmes anti-écho sont connus depuis longtemps, néanmoins des difficultés associées à leur implantation matérielle ainsi qu'à leur application persistent toujours, particulièrement dans le cas des signaux non stationnaires à forte corrélation ayant une bande spectrale étroite [125], ou encore, les longs chemins d'écho, comme dans le cas des chemins multiples ou d'un émetteur parasite, nécessitant des filtres d'ordre très élevé pour une meilleure approximation de la réponse impulsionnelle du canal ; dans ces cas, la convergence des algorithmes devient plus lente, voire inexistante. Dans le cadre de l'annulation d'écho, beaucoup de filtres adaptatifs ont été proposés dans la littérature, la comparaison des performances de ces filtres a fait l'objet de plusieurs travaux [66, 73, 94]. Nous nous intéressons aux filtres adaptatifs LMS (Least Mean Square) pour leur complexité algorithmique modérée et leur simplicité relative d'implantation matérielle.

Dans ce qui suit, nous rappelons, en premier lieu, les principes du filtrage optimal en supposant que le signal est stationnaire au sens faible. En second lieu, nous abordons l'algorithme de mise-à-jour LMS et sa variante la plus connue NLMS (Normalized Least Mean Square).

1. Une annulation complète de l'écho est difficilement atteignable à cause des erreurs d'approximation, on parle alors de réduction des échos.

3.1/ RAPPEL DU FILTRAGE LINÉAIRE OPTIMAL

Plus connu sous le nom de **Filtre de WIENER**, cet outil est extrêmement utile et utilisé dans le domaine du filtrage adaptatif, et en particulier en annulation des échos. L'objectif de cette section est de présenter les résultats les plus fondamentaux de la théorie de WIENER avec un accent sur les équations de WIENER – HOPF qui peuvent conduire à une estimation optimale de la réponse impulsionnelle du système.

Un filtre est conçu et utilisé pour extraire ou améliorer l'information désirée, qui est contenue dans un signal. Un filtre adaptatif est un filtre avec un algorithme d'adaptation associé à la mise-à-jour des coefficients pour que celui-ci soit utilisable dans un environnement inconnu et changeant. L'algorithme adaptatif détermine les caractéristiques du filtre en ajustant ses coefficients en fonction des conditions liées au signal et à certains critères de performance.

Un des critères de performance typique est celui qui utilise un signal d'erreur, c'est-à-dire la différence entre le signal de sortie du filtre et une référence donnée (désirée) de signal.

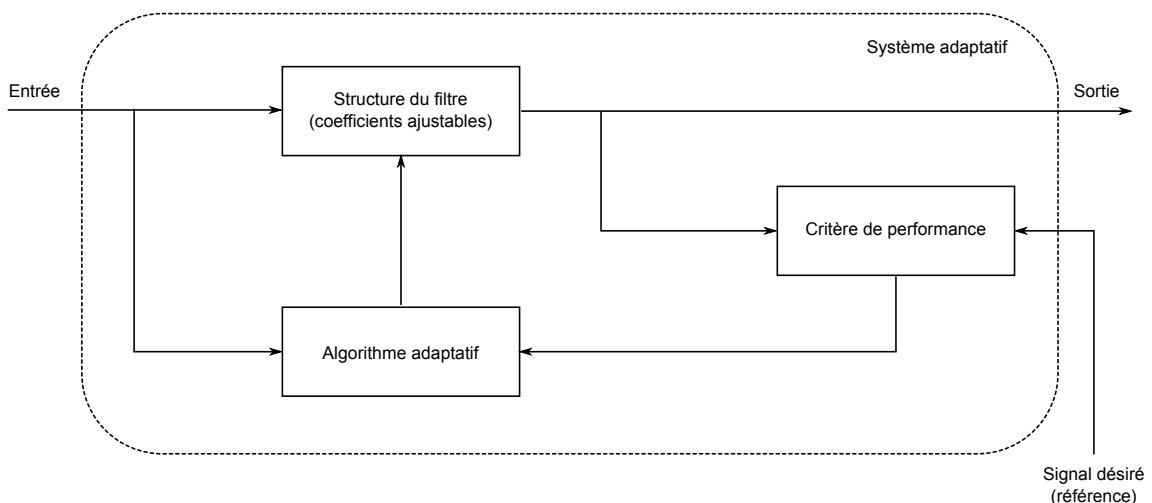


FIGURE 3.1 – Modèle général d'un filtre adaptatif.

Comme le montre la FIGURE 3.1, un filtre adaptatif est un filtre numérique avec des coefficients qui sont déterminés et mis à jour par un algorithme adaptatif. L'algorithme adaptatif se comporte comme un opérateur humain qui a la capacité de s'adapter à un environnement changeant.

Le filtrage adaptatif trouve des applications pratiques dans différents domaines tels que les communications avec les radars ou les sonars, le contrôle, la navigation, la sismologie, le génie biomédical et l'ingénierie financière [82, 91, 131, 168, 205].

Dans ce qui suit, nous présentons les concepts fondamentaux de filtrage adaptatif en mettant l'accent sur les structures et les algorithmes les plus utilisés. Plusieurs propriétés importantes sur le taux de convergence, la stabilité, les erreurs et les caractéristiques des signaux d'entrée sont également résumées.

3.1.1/ FILTRAGE ADAPTATIF TRANSVERSAL

Un filtre adaptatif est un système d'auto-conception et variant dans le temps qui utilise un algorithme récursif en continu pour ajuster ses coefficients pour un fonctionnement dans un environnement inconnu [168]. La FIGURE 3.2, montre une structure typique du filtre adaptatif, qui se compose de deux modules :

1. Un filtre numérique pour effectuer le filtrage désiré.
2. Un algorithme adaptatif pour ajuster les coefficients de pondération du filtre.

Le filtre numérique calcule la sortie y en réponse au signal d'entrée x , et génère un signal d'erreur e par comparaison de y avec la réponse désirée d . Le filtre numérique de la FIGURE 3.2 peut être réalisé en utilisant des structures différentes. La structure de filtre FIR (Finite Impulse Response) est couramment utilisée, elle est parfois appelée structure transversale (FIGURE 3.3). Dans la FIGURE 3.3, les coefficients $w_i, i = 0, \dots, M - 1$ sont mis à jour à chaque itération.

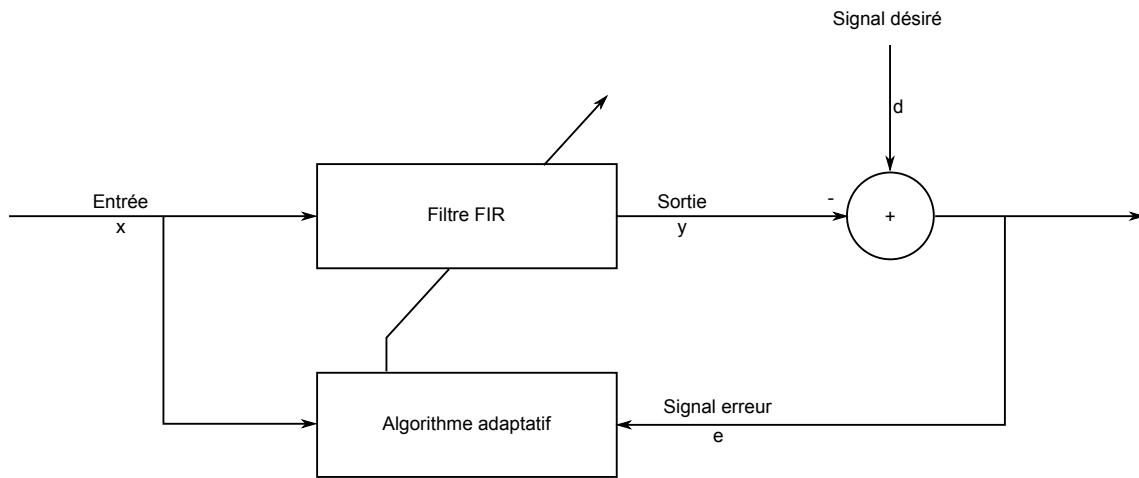


FIGURE 3.2 – Filtre adaptatif utilisant l'erreur pour la mise-à-jour de ses coefficients.

Soient à l'instant n :

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T, \quad (3.1)$$

et

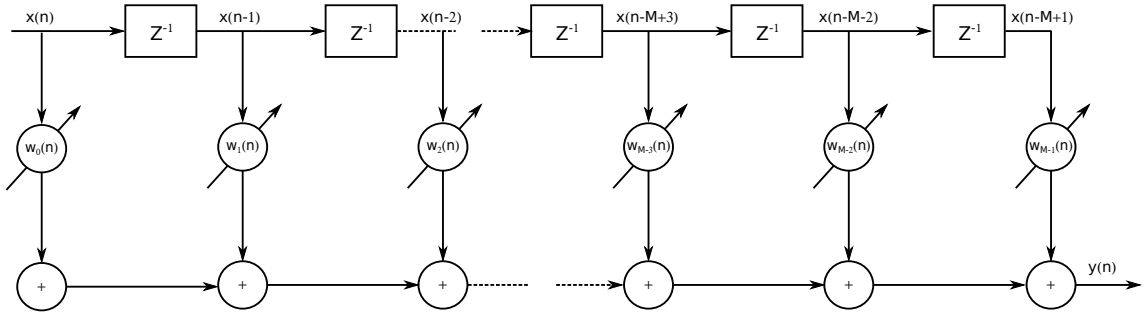
$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T, \quad (3.2)$$

$\mathbf{w}(n)$ est la réponse impulsionnelle du filtre FIR ayant M coefficients dépendant de l'instant n , et $\mathbf{x}(n)$ est le vecteur d'entrée des M données les plus récentes.

La sortie du filtre s'exprime par :

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n)x(n-m) = \mathbf{w}^T(n) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (3.3)$$

Cette sortie, qui est un scalaire, doit constamment converger vers un signal de référence, l'écart entre les deux constitue l'erreur.

FIGURE 3.3 – Structure d'un filtre FIR (transversal) de M coefficients.

3.1.2/ CRITÈRE DE PERFORMANCE

L'erreur e est la différence entre le signal désiré d et la sortie du filtre y (FIGURE 3.2), elle s'exprime par :

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n). \quad (3.4)$$

Le but est de mettre à jour le vecteur $\mathbf{w}(n)$ pour que cette erreur soit la plus petite possible selon un critère de performance donné, ce qui revient à minimiser la fonction **coût** J au sens d'une norme donnée. Il existe plusieurs normes [120], mais la plus usuelle est l'erreur quadratique moyenne, la MSE (Mean Square Error) [93] qui est définie par :

$$J(\widehat{\mathbf{w}}) = E[e^2(n)]. \quad (3.5)$$

Rappelons que si la variable X prend les valeurs x_0, \dots, x_{M-1} avec les probabilités p_0, \dots, p_{M-1} , l'espérance E de X est définie comme :

$$E[X] = \sum_{m=0}^{M-1} p_m x_m, \quad (3.6)$$

3.1.3/ ORTHOGONALITÉ, ÉQUATIONS DE WIENER – HOPF

Si $\widehat{\mathbf{w}}_{opt}$ est un filtre optimal, alors il annule le gradient de J par rapport au vecteur $\widehat{\mathbf{w}}$, c'est-à-dire :

$$\frac{\partial J(\widehat{\mathbf{w}})}{\partial \widehat{\mathbf{w}}} = \mathbf{0}. \quad (3.7)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(\widehat{\mathbf{w}})}{\partial \widehat{\mathbf{w}}} &= 2E[e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \widehat{\mathbf{w}}}] \\ &= -2E[e(n)\mathbf{x}(n)]. \end{aligned} \quad (3.8)$$

La condition d'orthogonalité est donnée par :

$$E[e_{opt}(n)\mathbf{x}(n)] = 0, \quad (3.9)$$

ainsi :

$$e_{opt}(n) = d(n) - \widehat{\mathbf{w}}_{opt}^T \mathbf{x}(n), \quad (3.10)$$

est l'erreur pour laquelle la fonction coût J est minimisée. La meilleure estimation $\widehat{\mathbf{y}}_{opt}$ de $\widehat{\mathbf{y}}$ s'exprime par :

$$\widehat{\mathbf{y}}_{opt} = \widehat{\mathbf{w}}_{opt}^T \mathbf{x}(n). \quad (3.11)$$

À partir de des équations (3.9) et (3.10), on déduit l'équation suivante :

$$\mathbf{R}_x \widehat{\mathbf{w}}_{opt} = \mathbf{p}_{xd}, \quad (3.12)$$

où \mathbf{R}_x est la matrice d'auto-corrélation de \mathbf{x} et \mathbf{p}_{xd} est le vecteur de corrélation entre \mathbf{x} et d , tels que :

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^T] = \begin{pmatrix} r_x(0) & r_x(1) & \cdots & r_x(M-1) \\ r_x(1) & r_x(0) & \cdots & r_x(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_x(M-1) & r_x(M-2) & \cdots & r_x(0) \end{pmatrix}, \quad (3.13)$$

avec $r_x(m) = E[x(n)x(n-m)]$, $m = 0, \dots, M-1$, et

$$\mathbf{p}_{xd} = E[\mathbf{x}(n)d(n)]. \quad (3.14)$$

La matrice \mathbf{R}_x est symétrique diagonale définie positive ($\mathbf{R}_x^T = \mathbf{R}_x$) et de TOEPLITZ, mais elle souvent mal conditionnée². Si \mathbf{R}_x est inversible, le filtre de WIENER optimal est tel que :

$$\widehat{\mathbf{w}}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_{xd}. \quad (3.15)$$

Le critère J atteint son minimum si, et seulement si, l'erreur est orthogonale aux échantillons du signal d'entrée.

3.1.4/ L'ERREUR MMSE

La fonction coût J peut être réécrite sous la forme :

$$J(\widehat{\mathbf{w}}) = \sigma_d^2 - 2\mathbf{p}_{xd}^T \widehat{\mathbf{w}} + \widehat{\mathbf{w}}^T \mathbf{R}_x \widehat{\mathbf{w}}, \quad (3.16)$$

où

$$\sigma_d^2 = E[d^2(n)] \quad (3.17)$$

est la variance du signal désiré d . Le critère J est une fonction quadratique du vecteur $\widehat{\mathbf{w}}$, elle admet un seul minimum appelé **MMSE** (Minimum Mean Square Error) qui s'obtient en remplaçant (3.15) dans (3.16) :

2. Un système adaptatif avec une matrice mal conditionnée crée des raies parasites dans le spectre de puissance.

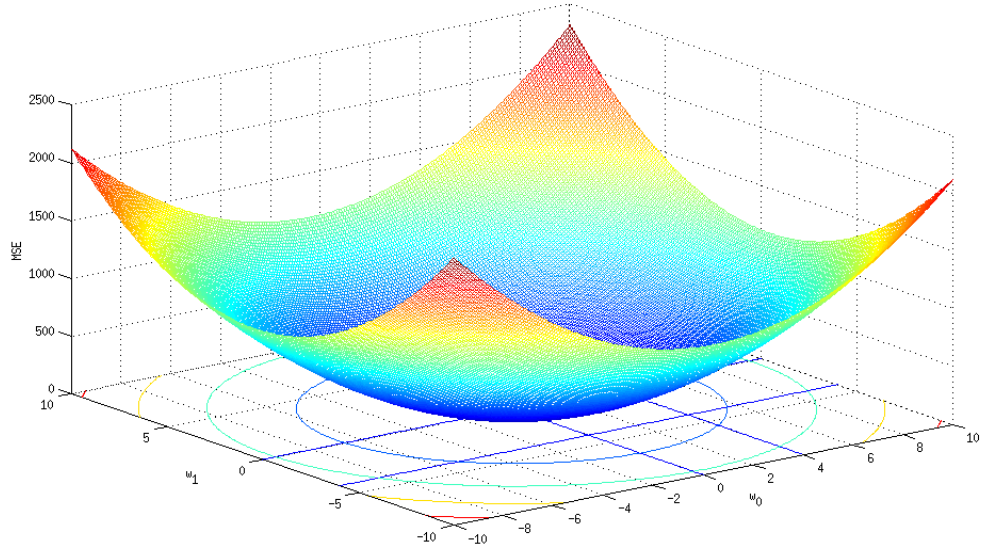


FIGURE 3.4 – Critère de performance MSE dans le cas d'un filtre FIR de deux coefficients.

$$\begin{aligned}
 J_{\min} &= J(\widehat{\mathbf{w}}_{opt}) \\
 &= \sigma_d^2 - \mathbf{p}_{xd}^T \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_{xd} \\
 &= \sigma_d^2 - \sigma_{\widehat{y}_{opt}}^2,
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

où

$$\sigma_{\widehat{y}_{opt}}^2 = E[\widehat{y}_{opt}^2(n)]. \tag{3.19}$$

La MMSE est une fonction quadratique du vecteur \mathbf{w} comme le confirme l'équation (3.18). Un exemple typique d'une fonction coût à deux dimensions (une parabolôïde), c'est-à-dire $\mathbf{w} = [w_0, w_1]$ est montré par la FIGURE 3.4. Dans le cas $M > 2$ cette surface est un hyperboloïde ayant un seul minimum global correspondant au filtre optimal \mathbf{h}_{opt} .

3.2/ ALGORITHMES DE MISE-À-JOUR

L'équation de WIENER – HOPF conduit à résoudre un système de M équations à M inconnues. La résolution d'un tel système, directement, est très coûteuse en termes de calcul. Il est préférable de résoudre ce système par une méthode itérative, en se rappelant que la fonction coût est quadratique, ce qui entraîne l'unicité du minimum.

Ces équations ne sont pas toujours simples à résoudre dans la pratique. Les méthodes itératives sont une approche alternative à la résolution de ces équations, ce qui signifie une mise-à-jour de l'estimation de la solution optimale à chaque itération. C'est pourquoi cette partie décrit également les algorithmes adaptatifs capables de faire converger, dans un délai raisonnable, le filtre optimal.

Un algorithme adaptatif est un ensemble d'équations récursives utilisé pour ajuster le vecteur \mathbf{w} automatiquement afin de minimiser le signal d'erreur e , de telle sorte que ce vecteur converge de manière itérative vers une solution optimale \mathbf{w}_{opt} qui correspond au minimum global (unique) de l'hyperboloïde.

3.2.1/ LMS

L'algorithme LMS est le plus répandu parmi la grande famille d'algorithmes adaptatifs qui existent, en raison de sa simplicité et de sa robustesse. L'idée de base derrière le filtre LMS est d'approcher les coefficients du filtre optimal, en mettant à jour ces coefficients d'une manière itérative pour converger vers les coefficients du filtre optimal. Dans la plupart des cas, l'algorithme commence par un vecteur d'initialisation qui est nul, et à chaque étape, les coefficients sont ajustés par le calcul du gradient de la MSE. Autrement dit, si le gradient de la MSE est positif et si le même vecteur est utilisé pour les autres itérations alors l'erreur continuera à augmenter, cela signifie qu'il faut diminuer ses composantes. Idem, si le gradient est négatif, il faut augmenter les composantes du vecteur. Ainsi, l'équation de mise-à-jour des coefficients est :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n), \quad (3.20)$$

μ est appelé le pas de convergence, il détermine la stabilité et la vitesse de convergence de l'algorithme.

Pour garantir la stabilité, le pas de convergence μ doit être choisi de telle sorte que :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad (3.21)$$

où λ_{\max} est la plus grande valeur des valeurs propres de la matrice d'auto-corrélation \mathbf{R} , qui sont bien sûr toutes réelles, mais qui ne sont pas toujours connues dans la pratique : on les remplace alors par la somme des valeurs propres, ce qui revient à considérer la **Trace** de cette matrice, car, rappelons que :

$$Tr(\mathbf{R}) = \sum_{i=0}^{M-1} \lambda_i = \sum_{i=0}^{M-1} r_{ii}, \quad (3.22)$$

où les λ_i sont les valeurs propres de \mathbf{R} et r_{ii} sont ses éléments diagonaux.

Étant donné que :

$$Tr(\mathbf{R}) = Mr_x(0) = Mp_x, \quad (3.23)$$

où $p_x = r_x(0)$ représente la puissance moyenne du signal d'entrée x , on a :

$$0 < \mu < \frac{2}{Tr(\mathbf{R})} \Rightarrow 0 < \mu < \frac{2}{Mp_x}. \quad (3.24)$$

La limite supérieure de cette inégalité est souvent plus contraignante, il a ainsi été démontré que cette limite doit être multipliée par un facteur $2/3$, pour éviter la divergence, dans le cas d'un signal gaussien [78].

3.2.2/ NLMS

À partir de l'expression (3.24), on conclut que pour un filtre d'ordre élevé, le pas de convergence doit être décroissant pour assurer la stabilité. Il en est de même pour la puissance du signal, c'est-à-dire que, pour un signal dont la puissance est grande, le pas de convergence doit être petit. Ces contraintes peuvent être incluses dans le calcul de l'algorithme LMS par la normalisation du pas de convergence par rapport à la puissance du signal d'entrée. Ce type d'algorithme est connu sous le nom de NLMS.

La relation récursive de l'algorithme NLMS est donnée par :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \frac{\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} e(n), \quad (3.25)$$

avec $0 < \mu < 2$. La stabilité du système devient indépendante de la puissance du signal d'entrée.

Pour des signaux stationnaires, la différence de performance entre les algorithmes LMS et NLMS est insignifiante si le pas de convergence est correctement choisi [130]. En revanche, l'algorithme NLMS montre son efficacité lorsqu'il s'agit de signaux non stationnaires tels que les signaux de la parole ou ceux de certains standards de la télécommunication, comme le GSM (Global System for Mobile Communications), TETRA (TErrestrial Trunked RAdio).

La FIGURE 3.5 montre un exemple qui compare les performances entre LMS et NLMS pour l'estimation d'un canal, ayant une réponse impulsionnelle d'ordre 5, dans le cas d'un bruit blanc gaussien.

La FIGURE 3.5 (1) montre que l'algorithme LMS converge uniquement pour la valeur $\mu = 0.1$, il lui faut environ plus de 250 itérations pour que l'erreur devienne inférieure à 10^{-10} . Pour $\mu = 0.5$ et $\mu = 1$, l'algorithme diverge à une vitesse proportionnelle à la valeur de μ .

La FIGURE 3.5 (2) montre que l'algorithme NLMS converge pour toutes les valeurs de μ et, pour la convergence la plus rapide ($\mu = 1$), l'erreur devient inférieure à 10^{-10} après 200 itérations seulement.

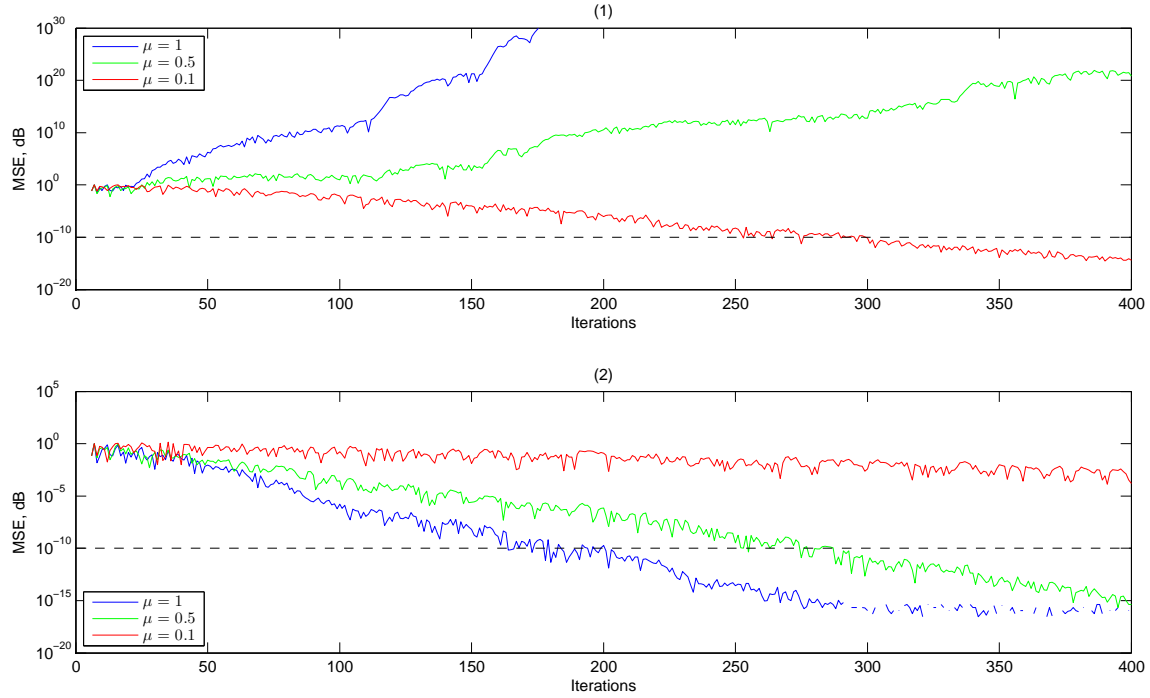


FIGURE 3.5 – Exemple de courbes d'apprentissage des algorithmes LMS et NLMS.

3.2.3/ RAPIDITÉ DE CONVERGENCE

Intéressons-nous maintenant à la vitesse de convergence en examinant l'évolution du critère de performance J , on démontre que [139, 139] :

$$J = J_{\min} + \sum_{k=0}^{M-1} (\lambda_k (1 - \mu \lambda_k)^{2n}) |r_k(0)|^2. \quad (3.26)$$

Sous condition de convergence ($0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$) et quelques soient les conditions initiales du filtre recherché \mathbf{w} , on a :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (J(n)) = J_{\min}. \quad (3.27)$$

La courbe obtenue en traçant le critère de performance J en fonction des itérations est appelée **courbe d'apprentissage**. D'après l'équation (3.27), cette courbe consiste en une somme d'exponentielles décroissantes, chacune d'elles interprète un mode propre de l'algorithme, c'est-à-dire que la vitesse de convergence du mode k est liée à $(1 - \mu \lambda_k)^{2n}$.

Le mode le plus lent est lié à la valeur propre la plus petite et vice-versa. À une valeur propre λ_k , on peut associer une constante de temps, telle que :

$$|1 - \mu \lambda_k|^2 = e^{-1/\tau_k} \quad (3.28)$$

La constante de temps de la MSE est donc :

$$\frac{-1}{2 \log(|1 - \mu \lambda_{\max}|)} \leq \tau \leq \frac{-1}{2 \log(|1 - \mu \lambda_{\min}|)} \quad (3.29)$$

Cela montre que la convergence est d'autant plus lente que le pas est faible, ce constat est confirmé par l'exemple illustré par la FIGURE 3.5 (2), dans le cas de l'algorithme NLMS.

3.2.4/ PAS OPTIMAL, CONDITIONNEMENT

Le pas de convergence est optimal s'il vérifie la condition de l'équation (3.24). Une mesure de compromis consiste à prendre :

$$\mu_{opt} = \frac{2}{Tr(\mathbf{R})}, \quad (3.30)$$

la trace d'une matrice étant plus simple à calculer (cf. équation (3.22)). De plus, comme la matrice d'auto-corrélation \mathbf{R} étant de type TOEPLITZ, on peut écrire :

$$Tr(\mathbf{R}) = Mr_x(0), \quad (3.31)$$

où $r_x(0)$ est la puissance de x , c'est-à-dire $r_x(0) = E(|x|^2)$.

Le conditionnement de la matrice $C(\mathbf{R})$ étant défini par :

$$C(\mathbf{R}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}, \quad (3.32)$$

on démontre [184] que, pour un pas optimal μ_{opt} :

$$1 - \mu\lambda_{\min} = \frac{\lambda_{\max} - \lambda_{\min}}{\lambda_{\max} + \lambda_{\min}} = \frac{C(\mathbf{R}) - 1}{C(\mathbf{R}) + 1}. \quad (3.33)$$

Ce résultat montre que la vitesse de convergence est directement liée à $C(\mathbf{R})$, c'est-à-dire :

- Si $C(\mathbf{R}) \rightarrow 1$, alors l'algorithme converge très rapidement.
- Si $C(\mathbf{R}) \rightarrow \infty$, alors l'algorithme est très lent à converger.

La convergence de l'algorithme LMS dépend donc des valeurs propres de la matrice d'auto-corrélation, cette matrice est liée à la distribution du signal d'entrée.

3.2.5/ DYNAMIQUE SPECTRALE

Le conditionnement de la matrice d'auto-corrélation dépend alors de la distribution du signal d'entrée, il est borné par la dynamique de la puissance d'entrée [184] :

$$C(\mathbf{R}) \leq \frac{\max(p_x)}{\min(p_x)}, \quad (3.34)$$

où p_x représente la puissance moyenne du signal d'entrée x . La vitesse de convergence diminue davantage si le conditionnement augmente ($C(\mathbf{R}) \gg 1$), c'est-à-dire si la dynamique du signal devient trop importante. Si à cela s'ajoute une auto-corrélation élevée du signal, la matrice \mathbf{R} devient, dans ce cas, très mal conditionnée [192, 232].

3.2.6/ CONVERGENCE, STABILITÉ ET ERREURS

Dans le cas d'indépendance entre \mathbf{x} et \mathbf{w} , l'algorithme du gradient, déterministe, est convergent sous la condition de l'équation (3.21), pour un pas fixe. Cette hypothèse d'indépendance est très souvent fausse, des résultats concrets sont proposés dans [139, 139]. Une étude plus précise, en moyenne quadratique, a conduit à la condition plus contraignante, établie dans l'équation (3.24), mais elle repose également sur des hypothèses contestables. Dans la pratique, on multiplie le terme $Tr(\mathbf{R})$ par un facteur 2 ou 3 pour éviter la zone d'instabilité.

L'erreur telle que définie par l'équation (3.4) peut être exprimée en fonction de l'erreur optimale obtenue à partir du filtre optimal :

$$e_{opt}(n) = d(n) - y_{opt}(n) = d(n) - \mathbf{w}_{opt}^T(n)\mathbf{x}(n), \quad (3.35)$$

c'est-à-dire que :

$$e(n) = e_{opt}(n) - \mathbf{x}^T(n)\boldsymbol{\kappa}(n), \quad (3.36)$$

avec $\boldsymbol{\kappa}$ l'écart au filtre optimal vérifiant la relation récursive :

$$\boldsymbol{\kappa}(n+1) = (\mathbf{I} - \mu\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n))\boldsymbol{\kappa}(n) + \mu e_{opt}(n)\mathbf{x}(n). \quad (3.37)$$

On peut démontrer que la solution de l'équation récursive (3.37) s'exprime par :

$$\boldsymbol{\kappa}(n+1) = \boldsymbol{\Theta}_n\boldsymbol{\kappa}(0) + \boldsymbol{\chi}_{n+1}. \quad (3.38)$$

Les termes $\boldsymbol{\Theta}_n$ et $\boldsymbol{\chi}$ correspondent à la contribution des conditions initiales (phase transitoire) et à la fluctuation autour de la solution optimale (résultat de l'excitation permanente).

Ainsi, l'écart au filtre optimal $\boldsymbol{\kappa}$ peut s'exprimer comme étant l'écart de la phase transitoire plus celui de la phase permanente, que l'on note $\boldsymbol{\kappa}^{\nearrow}$ et $\boldsymbol{\kappa}^{\rightsquigarrow}$ respectivement, en d'autres termes :

$$\boldsymbol{\kappa}(n+1) = \boldsymbol{\kappa}^{\nearrow}(n+1) + \boldsymbol{\kappa}^{\rightsquigarrow}(n+1), \quad (3.39)$$

l'erreur d'estimation devient alors :

$$e(n) = e_{opt}(n) - \mathbf{x}^T(n)(\boldsymbol{\kappa}^{\nearrow}(n) + \boldsymbol{\kappa}^{\rightsquigarrow}(n)). \quad (3.40)$$

On démontre que l'écart transitoire $\boldsymbol{\kappa}^{\nearrow}$ tend, presque sûrement, vers zéro lorsque n tend vers l'infini, c'est-à-dire :

$$\text{Probabilité}\left(\lim_{n \rightarrow \infty} (\boldsymbol{\kappa}^{\nearrow})\right) = 0, \quad (3.41)$$

dans ce cas, l'erreur quadratique liée à la fluctuation $E(e^{\rightsquigarrow})$ est bornée :

$$E(e^{\rightsquigarrow}) \leq \mu J_{\min} \frac{Tr(\mathbf{R}_x)}{2 - \mu\alpha Tr(\mathbf{R}_x)}, \quad (3.42)$$

avec un coefficient α supérieur ou égal à 1.

- **En résumé –**
- Pour de faibles valeurs du pas μ , la convergence est lente, mais l'erreur résiduelle est de faible variance, dans ce cas on a une trajectoire presque déterministe.
 - plus μ est grand, plus la convergence est rapide, sous condition de stabilité. Mais cela impacte le régime permanent, ce qui se traduit par des fluctuations autour de la solution optimale.
 - Un compromis entre vitesse et fidélité doit être trouvé pour la convergence de l'algorithme.

3.2.7/ PAS VARIABLE, SIGNAUX NON STATIONNAIRES

Comme nous venons de le voir, un grand pas de convergence (sous condition de stabilité) assure une convergence plus rapide de l'algorithme, néanmoins cela crée des fluctuations importantes en régime permanent. Il est intéressant de faire varier ce pas au cours de l'étape de convergence, de telle sorte qu'au début, on assure la rapidité et ensuite on minimise les fluctuations en diminuant le pas.

On peut parler d'une suite décroissante de pas de convergence, c'est-à-dire : $\mu_{p+1} \leq \mu_p$, $p \in \mathbb{N}$. Dans ce cas l'algorithme converge en moyenne quadratique sous certaines conditions [180].

Si $\lim_{p \rightarrow \infty} \mu_p = 0$, cela signifie que le filtre n'est plus adaptatif, en effet, dans ce cas les équations (3.20) et (3.25) sont équivalentes à $\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n)$. Or il faut que le système garde une certaine réactivité pour pouvoir poursuivre les signaux non stationnaires.

3.2.8/ LEAKY LMS

Cette appellation vient du fait que l'algorithme adaptatif continue à converger, vers la solution optimale, même si le signal d'entrée est coupé, ce qui crée des fuites d'énergie dans le système. L'introduction de ce facteur, souvent noté α , est particulièrement intéressante lorsqu'il s'agit de signaux à forte dynamique spectrale [105].

On redéfinit le critère de performance J par :

$$J(\hat{\mathbf{w}}) = E[e^2(n)] + \alpha E[\mathbf{w}^T \mathbf{w}]. \quad (3.43)$$

À partir de cette expression, l'équation de mise-à-jour (3.20), le cas du filtre LMS avec fuites, se réécrit sous la forme :

$$\mathbf{w}(n+1) = (1 - \alpha\mu)\mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n). \quad (3.44)$$

De la même manière pour le filtre NLMS, l'équation de mise-à-jour (3.25) se réécrit sous la forme :

$$\mathbf{w}(n+1) = (1 - \alpha\mu)\mathbf{w}(n) + \mu \frac{\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} e(n), \quad (3.45)$$

où α est une grandeur réelle variant entre 0 et 1 ; si $\alpha = 0$, on retrouve les expressions des filtres LMS et NLMS.

Des travaux ont montré qu'un facteur de fuite fixe ou variable rend la convergence plus rapide, notamment quand le conditionnement est assez élevé [105]. Cette méthode peut être considérée comme une approximation des algorithmes non linéaires, avec une moindre complexité algorithmique [210].

3.3/ APPLICATION À L'ANNULATION D'ÉCHOS

Les filtres adaptatifs sont utilisés dans de nombreuses applications en raison de leur capacité à fonctionner dans des environnements changeants et inconnus. Les applications de filtrage adaptatif peuvent être classées en quatre catégories : l'identification de systèmes, la prédiction, la modélisation inverse et l'annulation d'interférences. Nous ne présentons que les applications liées à l'annulation d'interférence et, plus particulièrement, l'annulation d'écho.

3.3.1/ ACOUSTIQUE

3.3.1.1/ SYSTÈMES TÉLÉPHONIQUES

L'écho acoustique dans les téléphones se produit lorsque le microphone capte le son émis par le haut-parleur et celui de ses réflexions multiples. La FIGURE 3.6 montre une configuration générale de système d'annulation d'écho dans cette configuration. Le discours provenant de l'interlocuteur à l'extrémité lointaine est amplifié et reproduit par un haut-parleur. Une partie du signal en sortie du haut-parleur sera captée par le microphone, soit directement (trajet direct), soit après des réflexions (trajets multiples). L'utilisateur à l'extrémité lointaine entend sa propre voix, retardée par l'aller-retour du signal dans le système, en plus de celle de son interlocuteur [85].

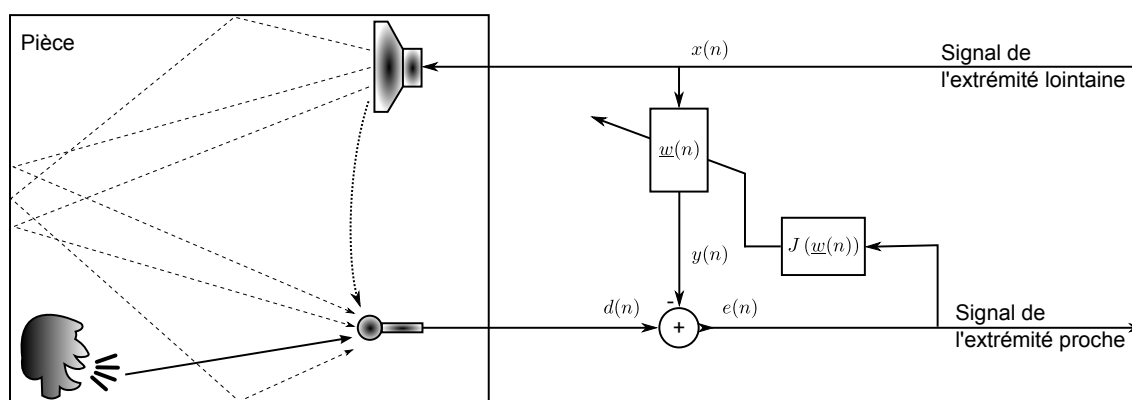


FIGURE 3.6 – Diagramme d'annulation d'écho dans les systèmes téléphoniques.

Cet écho peut être annulé en utilisant un filtre adaptatif, comme cela est illustré sur la FIGURE 3.6. Le filtre adaptatif modélise le chemin de l'écho entre le haut-parleur et le microphone. La fonction de transfert estimée est utilisée pour filtrer le signal x en générant une réplique du signal d'écho, cette copie de l'écho est soustraite au signal d provenant du microphone pour annuler l'écho. Le signal e est ainsi transmis à l'interlocuteur sans les échos. L'annulation d'écho dans les systèmes téléphoniques n'est pas toujours une tâche simple.

En effet, les caractéristiques du chemin d'écho acoustique sont variables dans le temps et peuvent changer rapidement en raison de l'environnement inconstant dû aux mouvements des personnes et des objets, aux variations de température dans la chambre et à tout facteur aussi faible soit-il. Par conséquent, un algorithme adaptatif doit converger rapidement pour suivre tous les changements en mettant à jour en continu le filtre adaptatif. Le chemin de l'écho dans les systèmes téléphoniques a souvent une réponse

impulsionnelle trop longue (si l'on veut que l'approximation soit optimale). Par exemple, il faudrait, en moyenne, des filtres FIRs de 2400 coefficients, à une fréquence d'échantillonnage égale à 8 kHz afin de "bien" modéliser un chemin d'écho dans une chambre ordinaire. Un autre facteur qui ne facilite pas la tâche d'annulation d'écho est celui de la corrélation et de la non stationnarité du signal de parole, dans une courte séquence de parole, l'amplitude de la DSP (**D**ensité **S**pectrale de **P**uissance) peut avoir des variations qui dépassent 30 dB d'une fréquence à une autre, cela ralentit la convergence de l'algorithme, en provoquant le débordement des bus si le traitement s'effectue en virgule fixe (cf. Annexe C). Plusieurs techniques ont été proposées [2, 38, 59, 150, 205] pour surmonter ces difficultés, nous y reviendrons au cours des sections prochaines, dans le cas de l'écho radio-fréquence.

3.3.1.2/ SALLES DE CONFÉRENCE

Comme cela était abordé dans le Chapitre 1, la configuration de création d'écho dans le cas de salles de conférence, ou encore les prothèses auditives [130], est quasi-identique à celle d'un site où l'on installe les répéteurs iso-fréquence. C'est pourquoi nous détaillerons plus l'annulation d'écho acoustique dans cette configuration. Le chemin de l'écho est dans ce cas moins long que celui des systèmes téléphones, car la distance entre microphone et haut-parleur, dans une salle de conférence, n'est pas trop grande, il en est de même pour les prothèses auditives.

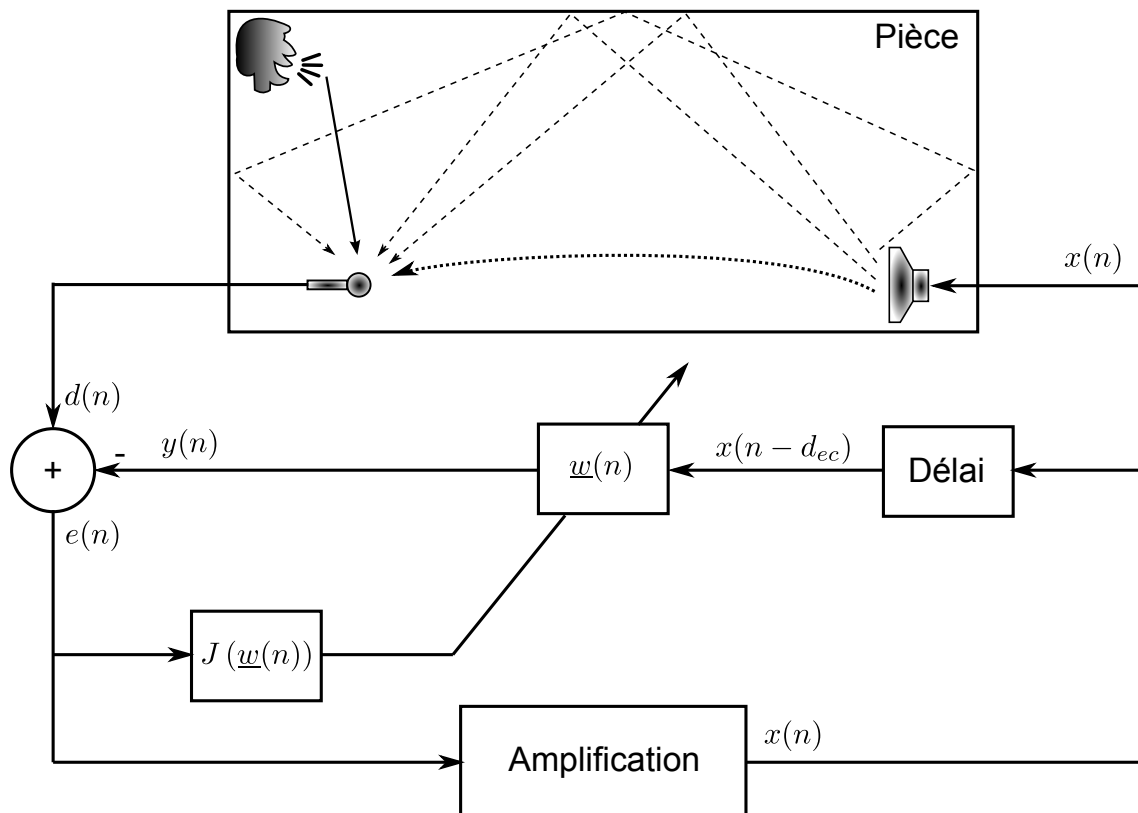


FIGURE 3.7 – Diagramme d'annulation d'écho dans le cas d'une salle de conférence.

La FIGURE 3.7 rappelle celle vue en introduction (cf. FIGURE 1.13) avec le détail du système d'annulation d'écho tel qu'expliqué dans les sections précédentes. Le signal d pro-

venant du microphone est corrompu par l'écho, le système d'annulation d'écho (filtre FIR et algorithme de mise-à-jour) recrée une réplique [217] du signal d'écho à partir des signaux e et x qui est retardé. Cette copie de l'écho est soustraite au signal corrompu par les échos afin d'obtenir un signal intègre. Le retard introduit sur x aide le système à "mieux" modéliser le chemin de l'écho, car les signaux d et x sont généralement fortement corrélés³.

Attention

Dans cette configuration, le signal erreur tend vers le signal idéal après convergence de l'algorithme, car cette erreur est définie par $e(n) = d(n) - y(n)$, où $d(n) = x(n) + \hat{y}(n)$. Par conséquent, c'est ce signal erreur qui est amplifié et retransmis [217].

3.3.2/ RADIO-FRÉQUENCE

L'analogie entre la configuration précédemment expliquée et celle d'un répéteur iso-fréquence (cf. paragraphe 1.2.3.4) conduit à un système d'annulation d'écho radio-fréquence similaire à celui du domaine acoustique, à quelques exceptions près :

- Les fréquences d'entrée appartiennent au domaine radio-fréquence, cela implique des transpositions de fréquences.
- Les contraintes temporelles de traitement numérique sont de l'ordre de la micro, voire la nano, seconde.
- Les erreurs introduites par les algorithmes sont beaucoup moins tolérées que dans le domaine acoustique.
- Les amplifications/atténuations de puissance sont beaucoup plus sévères.
- ...

En faisant abstraction de tous les traitements analogiques, en amont et en aval, la FIGURE 3.8 montre le diagramme d'annulation d'écho dans un répéteur iso-fréquence.

Comme dans le cas d'annulation d'écho dans les salles de conférence, le signal de référence d étant celui qui provient de la BTS (Base Transceiver Station)⁴, la différence de ce signal avec la sortie du filtre FIR donne un signal intègre, destiné à être amplifié puis retransmis à la MS (Mobile Station). Après un décalage temporel, ce signal alimente l'algorithme de mise-à-jour des coefficients du filtre (critère de performance). Ce délai (d_{ec}) permet la décorrélation des signaux d'entrée du système d'annulation d'écho.

3.3.2.1/ PARAMÈTRES DU SYSTÈME D'ANNULATION D'ÉCHO

Les paramètres principaux du système d'annulation d'écho, représenté par le schéma de la FIGURE 3.8, sont l'ordre M du filtre transversal FIR et le délai de décorrélation d_{ec} .

3.3.2.1.1 Fenêtre d'annulation

L'ordre du filtre FIR impacte directement la précision lors de l'identification du chemin de l'écho. En d'autres termes, plus l'ordre est élevé, plus précise est l'identification. Mais,

3. L'annulation d'écho dans ce cas est classée comme un système d'identification adaptative, qui utilise un filtre pour modéliser le chemin de l'écho.

4. Après de multiples traitements analogiques, tels que l'amplification, la transposition et le filtrage

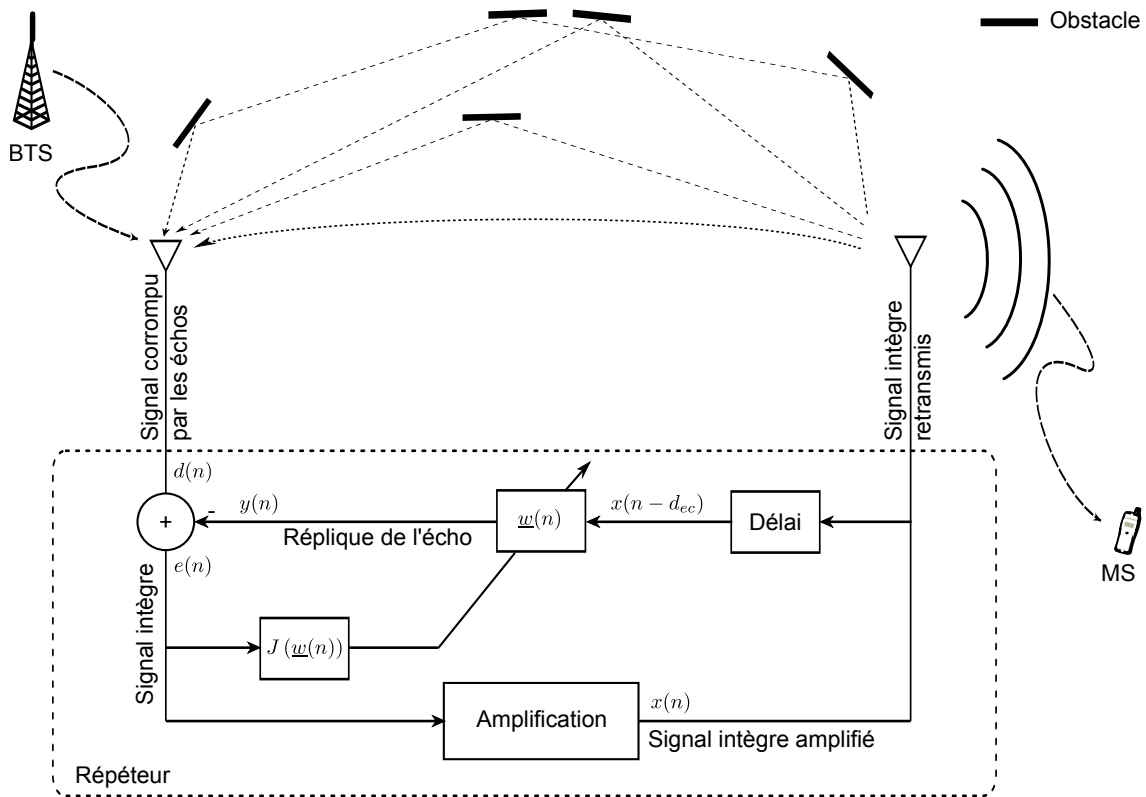


FIGURE 3.8 – Diagramme d'annulation d'écho dans le cas d'un répéteur iso-fréquence.

selon l'équation (3.24), un ordre de filtre élevé implique un pas de convergence plus petit pour garantir la stabilité du système, cela signifie que la convergence devient lente, au risque de ne pas satisfaire les exigences de certains standards de télécommunication.

Cet ordre de filtre FIR représente une durée temporelle dans le domaine continu (cf. Annexe C). Effectivement, à une période d'échantillonnage t_s donnée, le produit entre cet ordre et la période d'échantillonnage représente cette durée que nous appelons, au sein de l'entreprise partenaire, la **fenêtre d'annulation** d'écho, notons-la w_{ec} , par conséquent :

$$w_{ec} = Mt_s \quad (3.46)$$

Dans le cas de chemins multiples ou d'un émetteur parasite dont les délais sont importants, la fenêtre d'annulation doit être plus large, voir la FIGURE 3.9. Un compromis est à trouver entre les exigences de chaque standard et la configuration du site où l'on installe le répéteur.

3.3.2.1.2 Délai

Le délai d_{ec} , permettant la décorrélation du signal de référence d vis à vis du signal d'entrée x , peut être interprété comme la durée qui sépare le début de la fenêtre d'annulation de l'origine du temps, c'est-à-dire que la fenêtre d'annulation commence à l'origine si $d_{ec} = 0$.

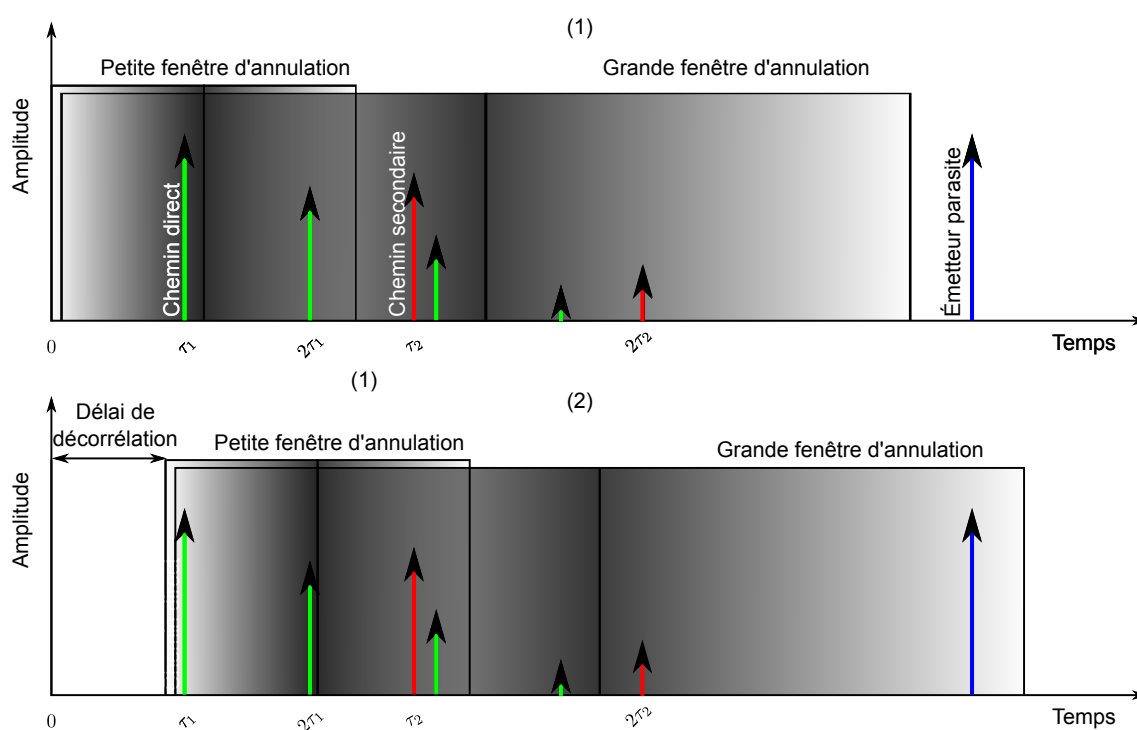


FIGURE 3.9 – Notion de fenêtre d'annulation et du délai de décorrélation.

La FIGURE 3.9 (1) illustre la notion des fenêtres d'annulation, l'écho étant constitué d'un écho direct, un écho secondaire et un émetteur parasite. Dans le cas d'une petite fenêtre d'annulation, c'est-à-dire un filtre FIR d'ordre peu élevé, on voit que l'annulation n'atteint que l'écho direct, tandis que l'écho secondaire et celui dû à l'émetteur parasite continuent à exister. Dans le cas d'une grande fenêtre d'annulation, l'écho direct et secondaire sont supprimés, le signal de l'émetteur parasite étant "loin", il n'est pas affecté par le processus d'annulation.

La FIGURE 3.9 (2) illustre l'introduction de la notion de délai de décorrélation. Dans le cas d'une petite fenêtre d'annulation, on voit que l'annulation atteint à la fois l'écho direct et l'écho secondaire, ils seront donc supprimés, tandis que l'écho dû à l'émetteur parasite continue à exister. Dans le cas d'une grande fenêtre d'annulation, tous les échos sont supprimés grâce à un réglage adéquat du délai.

Il est à noter qu'un délai très court réduit l'efficacité de l'annulation d'écho, il en est de même si ce délai est trop long. Ainsi, l'efficacité est optimale lorsque le délai de décorrélation est égal au délai de la boucle, c'est-à-dire :

$$d_{ec} = \tau \quad (3.47)$$

Cela est illustré sur la FIGURE 3.9 par le dégradé de couleurs. Nous verrons en simulation et en pratique l'effet du délai ainsi que celui de la fenêtre d'annulation.

■ **En résumé –** • Une grande fenêtre d'annulation⁵ permet d'annuler des échos de profils (délais) différents, elle pénalise néanmoins la réactivité et la stabilité du système.

5. Dans la pratique, les limites en ressources matérielles et en temps d'exécution empêchent de concevoir des systèmes à grande fenêtre d'annulation.

- Une petite fenêtre d'annulation n'annule qu'une partie des échos, si elle est bien positionnée, c'est-à-dire qu'elle nécessite un réglage très précis du délai. Elle a l'avantage de la rapidité, c'est-à-dire qu'un système à petite fenêtre converge (sous condition d'un choix judicieux du pas de convergence) plus vite qu'un système à grande fenêtre.

3.3.2.2/ MARGE DE GAIN

Dans la FIGURE 3.8, le signal x peut être amplifié de plusieurs dizaines de décibels, cela se traduit par des ondulations de puissance et une dégradation de la liaison radio, comme nous l'avons vu dans le Chapitre 2. La marge de gain devient souvent positive, et c'est tout l'enjeu d'un système d'annulation d'écho, en d'autres termes :

1. Préserver la qualité du signal et le système des ondulations de puissance lorsque la marge de gain est négative.
2. Maintenir le système en équilibre même lorsque la marge de gain devient positive.

Dans la pratique, on cherche à atteindre la marge de gain la plus grande possible ; théoriquement cela est possible, néanmoins lors de l'implantation, on se confronte souvent aux erreurs d'approximation qui limitent les performances du système d'annulation d'écho, et notamment lorsqu'il s'agit d'une implantation en virgule fixe (cf. Annexe C).

3.4/ SIMULATION EN TEMPS-RÉEL

Dans cette section, nous simulons le filtrage adaptatif précédemment décrit, dans le cas de l'annulation d'écho. L'outil SIMULINK® a l'avantage de gérer la notion du temps-réel, ce qui permet d'évaluer la performance des schémas avant de les implémenter matériellement. Ainsi, nous évaluerons l'effet des paramètres du système sur la performance, la convergence ou la divergence de la solution.

La fréquence d'échantillonnage est fixée à 100 MHz, tandis que la fréquence des signaux utilisés est de 50 MHz au maximum. Nous utilisons trois types de signaux, selon leur largeur de bande fréquentielle :

- Un bruit blanc qui occupe toute la bande, c'est-à-dire de 0 à 50 MHz.
- Un signal large bande centrée sur 30 MHz.
- Un signal bande étroite centrée sur 15 MHz.

Les séquences utilisées sont générées aléatoirement, mais enregistrées et ensuite rejouées pour chaque cas de figure. Le but d'avoir des séquences enregistrées est de pouvoir, si besoin, reproduire le comportement de l'algorithme adaptatif.

Le modèle de la boucle fermée, composée du canal et du répéteur, est celui décrit dans le Chapitre 2. La solution d'annulation d'écho est intégrée à cette boucle afin d'annuler les échos. La librairie DSP système toolbox de SIMULINK® fournit des algorithmes de filtres adaptatifs, parmi lesquels le filtre LMS et ses variantes⁶.

La combinaison des paramètres du système en boucle avec ceux du filtre adaptatif donne un nombre important de cas de figures, ils sont tous envisageables dans la réalité. Ici, nous nous restreignons aux cas les plus essentiels.

3.4.1/ SIMULATION DE LA STRUCTURE THÉORIQUE

Reprenons le diagramme de la FIGURE 3.8 pour la simulation d'un filtre adaptatif LMS. Dans ce diagramme, le signal de l'erreur est amplifié, retardé et ensuite injecté à l'entrée du filtre, le signal de référence étant celui provenant de l'antenne directement⁷.

La FIGURE 3.10 résume le schéma bloc de l'annulation d'écho par filtre LMS, dans lequel on retrouve les notions précédemment discutées comme le délai de décorrélation et la fenêtre d'annulation. À ce schéma on associe deux types d'affichage : temporel et fréquentiel, le premier visualise l'évolution des coefficients du filtre adaptatif, et le second montre l'allure du signal de sortie.

Pour un signal large bande en entrée, la FIGURE 3.11 (1) montre l'évolution des coefficients du filtre adaptatif LMS, tandis que la FIGURE 3.11 (2) montre l'allure du signal de sortie. On constate la présence de raies parasites sur ce signal. Nous allons les étudier avec plus de détails dans les sections suivantes.

L'inconvénient majeur du schéma de simulation de la FIGURE 3.10 est la présence de l'amplification à l'entrée du filtre. Rappelons que dans le cas des répéteurs, le gain des amplificateurs de puissance peut aller jusqu'à plusieurs dizaines de décibels pour atteindre des puissances allant jusqu'à +40 dBm, aucun système numérique ne pourra

6. La structure détaillée du filtre adaptatif sera abordée lors de l'implantation.

7. En faisant abstraction de tous les traitements analogiques/numériques permettant d'avoir le signal à la fréquence et l'amplitude adéquates.

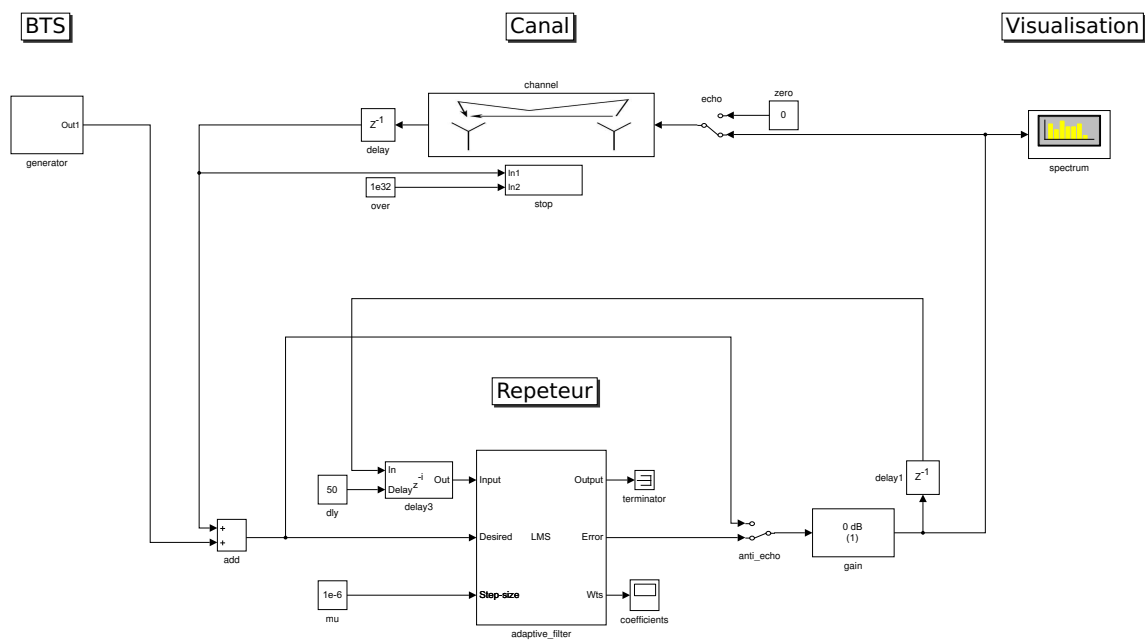


FIGURE 3.10 – Modèle de simulation du schéma théorique d'annulation d'écho.

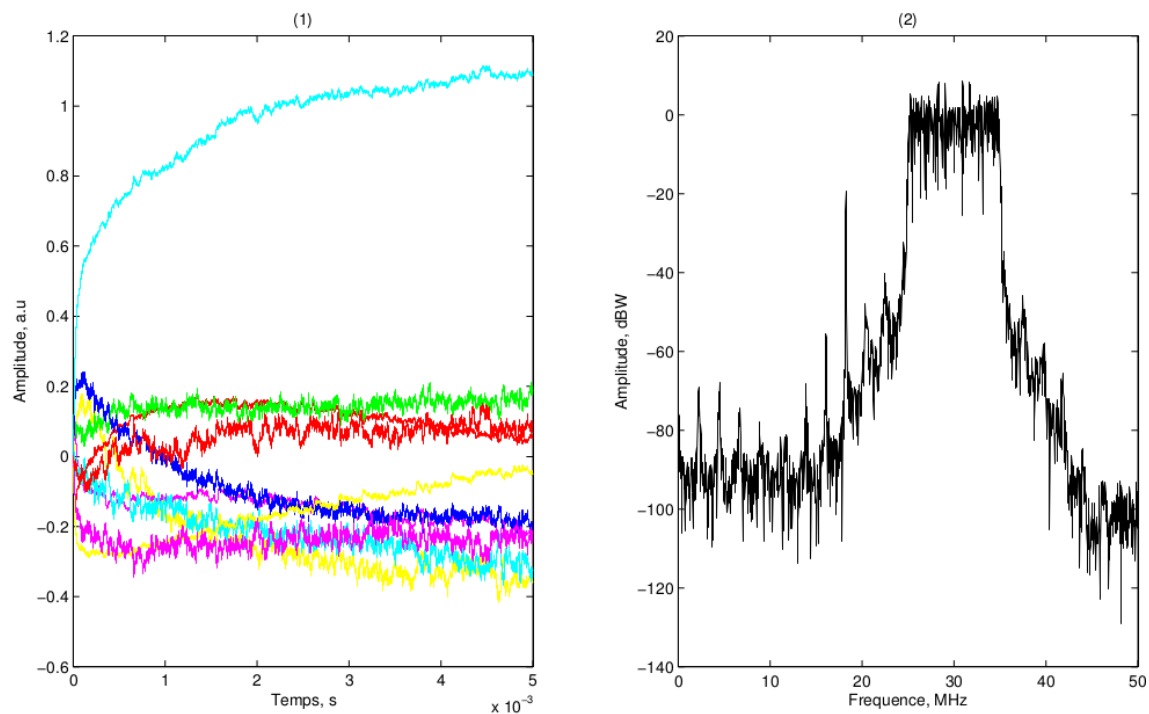


FIGURE 3.11 – Résultats temporels et fréquentiels du modèle de simulation du schéma théorique.

supporter de tels niveaux de puissance.

3.4.2/ STRUCTURE ADAPTÉE AU RÉPÉTEUR

La structure, décrite dans la FIGURE 3.10 a été adaptée pour traiter les signaux à des puissances convenables, afin de ne pas saturer les chaînes numériques⁸.

La FIGURE 3.12 illustre cette nouvelle structure, dans laquelle le signal d'erreur est envoyé au filtre adaptatif sans amplification.

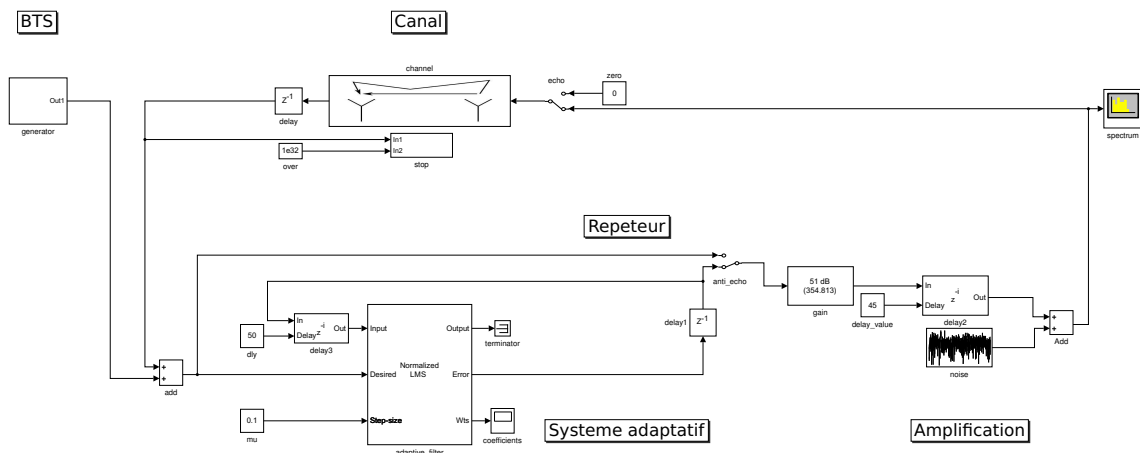


FIGURE 3.12 – Simulation du schéma théorique adapté au répéteur pour l'annulation d'écho par filtre LMS.

Cette nouvelle structure est plus intéressante, car les signaux sont amplifiés en dehors des chaînes de traitement numérique. Ainsi, des niveaux de marge de gain plus hauts peuvent être atteints sans risque de saturation de l'ADC (Analog to Digital Converter). Nous l'utiliserons comme structure finale dans la suite de ce travail, à commencer par la comparaison entre filtrage LMS et filtrage NLMS.

3.4.2.1/ LMS

Dans cette partie, les performances de l'anti-écho sont évaluées pour plusieurs types de signaux (largeurs de bandes). Les paramètres utilisés sont résumés dans la TABLE 3.1.

La FIGURE 3.13, dans ses parties de gauche, montre l'évolution des coefficients du filtre pour différentes largeurs de bande, les parties de droite de cette figure montrent le signal de sortie après filtrage.

Soulignons que la marge de gain est nulle (TABLE 3.1), ce qui signifie que si l'anti-écho n'était pas activé, tous les systèmes seraient saturés à cause de l'augmentation de la puissance (cf. Chapitre 2). La structure en LMS a l'avantage d'assurer la stabilité du répéteur, même pour une marge de gain nulle, voire positive⁹.

La structure en LMS a l'avantage d'être relativement plus simple à implémenter matériellement, néanmoins, elle présente quelques inconvénients :

1. La création des raies parasites dans les bandes adjacentes, telles qu'indiquées par

8. Au sein de l'entreprise partenaire, les puissances d'entrée des chaînes numériques sont généralement autour de -10 dBm.

9. Un test a été effectué pour $\Delta = +10$ dB avec succès, mais au-delà de cette valeur, le système décroche.

Système en boucle fermée		
	Délai	Gain/Atténuation
Répéteur	$\tau_0 = 0.45 \mu\text{s}$	$G = 50 \text{ dB}$
Canal	$\tau_1 = 0.05 \mu\text{s}$	$A = -50 \text{ dB}$
Boucle	$\tau = 0.5 \mu\text{s}$	$\Delta = 0 \text{ dB}$
Filtre adaptatif LMS		
Fenêtre d'annulation	Pas de convergence	Délai
$w_{ec} = 0.1 \mu\text{s}$	$\mu = 10^{-6}$	$d_{ec} = 0.45 \mu\text{s}$

TABLE 3.1 – Paramètres du système d'annulation d'écho (LMS), effet de la largeur de bande.

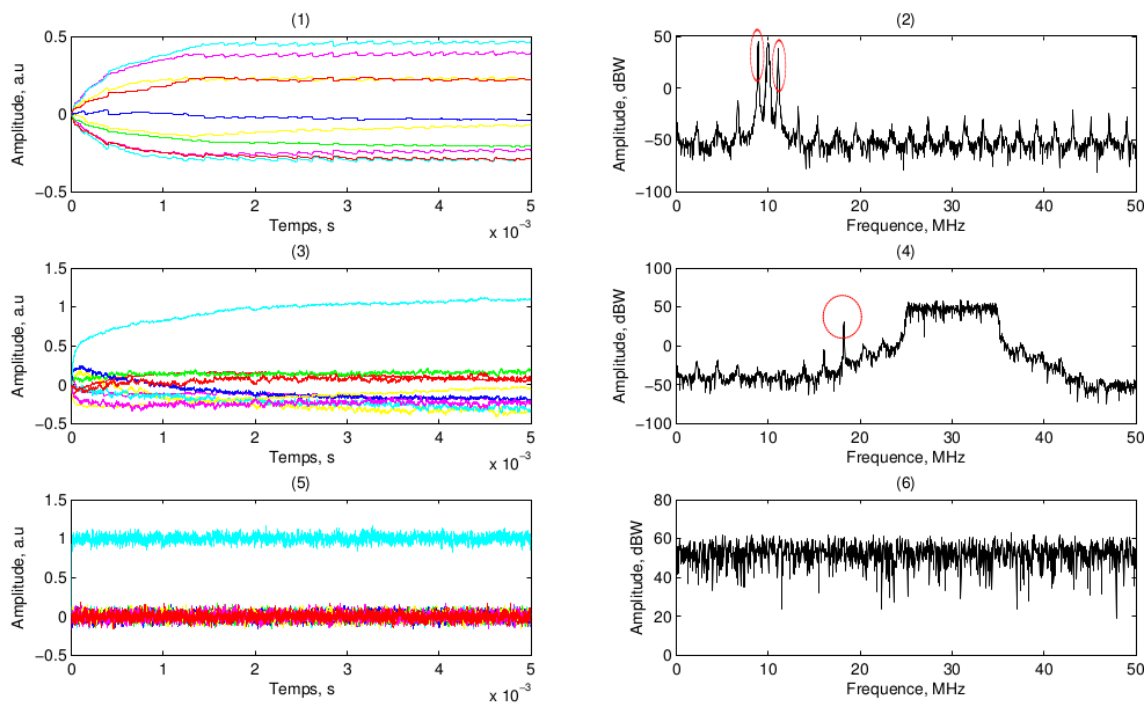


FIGURE 3.13 – Effet de la largeur de bande sur l'annulation d'écho par filtre LMS.

les cercles rouges dans la FIGURE 3.13 (2) et la FIGURE 3.13 (4).

2. La fluctuation des coefficients dans le régime permanent (FIGURE 3.13 (1) et FIGURE 3.13 (4)), qui se traduit par l'oscillation du système autour de l'équilibre.
3. La vitesse de convergence est lente $\mu = 10^{-6}$ (l'augmentation de la valeur de μ provoque la divergence de l'algorithme).

Ces inconvénients sont atténués si le signal d'entrée est un bruit blanc. Dans la pratique, les signaux traités sont au mieux large bande, c'est-à-dire que leurs largeur de bande n'excèdent pas quelques mégahertz. Le filtrage par NLMS est une solution pour atténuer ce phénomène indépendamment de la largeur de bande.

3.4.2.2/ NLMS

Nous exposons, par la simulation, les effets des paramètres les plus importants du filtre NLMS sur l'évolution d'un système d'annulation d'écho.

3.4.2.2.1 Le pas de convergence

Ce paramètre détermine la vitesse de convergence d'un système adaptatif, le choix de sa valeur est souvent délicat, car cela dépend à la fois des caractéristiques du système et de la nature du signal d'entrée.

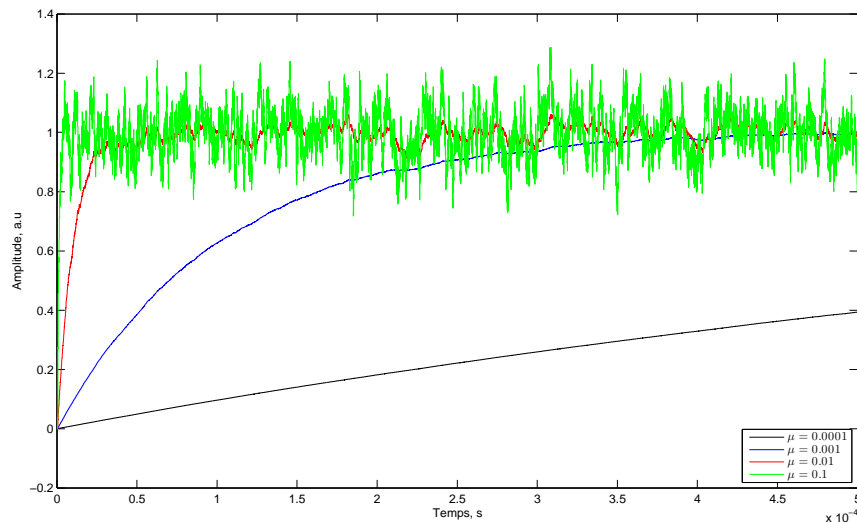


FIGURE 3.14 – Effet du pas de convergence sur le filtrage adaptatif NLMS.

La FIGURE 3.14 montre l'évolution temporelle d'un coefficient du filtre adaptatif pour plusieurs valeurs du pas de convergence μ . Cette figure a été réalisée sous les conditions de la TABLE 3.2.

Système en boucle fermée : bruit blanc à l'entrée du système		
	Délai	Gain/Atténuation
Répéteur	$\tau_0 = 0.45 \mu\text{s}$	$G = 50 \text{ dB}$
Canal	$\tau_1 = 0.05 \mu\text{s}$	$A = -50 \text{ dB}$
Boucle	$\tau = 0.5 \mu\text{s}$	$\Delta = 0 \text{ dB}$
Filtre adaptatif NLMS		
Fenêtre d'annulation	Pas de convergence	Délai
$w_{ec} = 0.1 \mu\text{s}$	Variable	$d_{ec} = 0.45 \mu\text{s}$

TABLE 3.2 – Paramètres du système d'annulation d'écho (NLMS).

Nous retrouvons les résultats théoriques de la section 3.2, en effet :

- Un pas de convergence élevé ($\mu = 0.1$) assure une bonne réactivité du système, la phase transitoire est de l'ordre de $10 \mu\text{s}$. Mais le système n'est pas assez stable en phase permanente, ce qui se traduit par une fluctuation importante des coefficients.

- Un pas de convergence faible ($\mu = 0.0001$) ralentit la réactivité du système, la phase transitoire est de l'ordre de 1 ms. Mais il garantit la stabilité du système, et cela se traduit par des courbes de coefficients moins fluctuantes.

3.4.2.2.2 La largeur de la fenêtre d'annulation

Une large fenêtre d'annulation, c'est-à-dire un ordre élevé du filtre FIR, permet une meilleure approximation du chemin de l'écho, et par conséquent une meilleure annulation de l'écho. Le pas de convergence et la largeur de la fenêtre sont directement liés (cf. équation (3.25)), cela signifie qu'une augmentation de l'ordre du filtre FIR a, entre autres, le même effet que celui de diminuer le pas de convergence, avec l'amélioration de l'annulation bien évidemment. Cette amélioration est au détriment de la vitesse de convergence, et des ressources matérielles également.

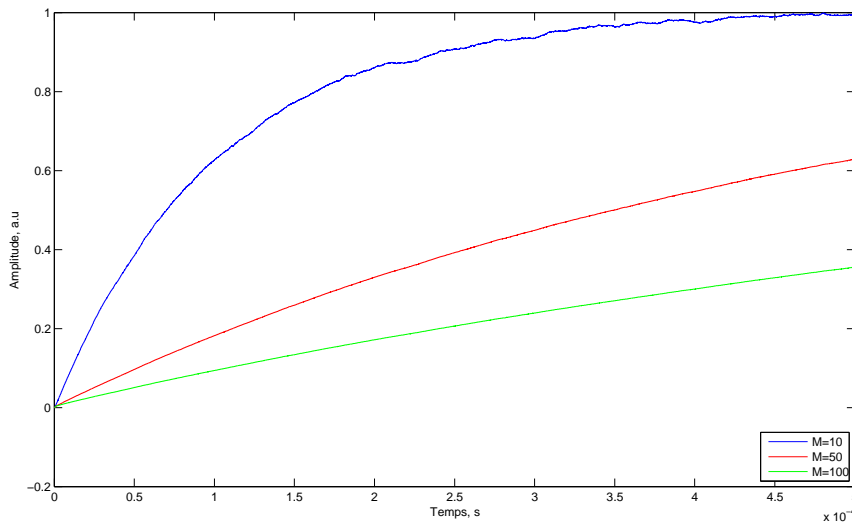


FIGURE 3.15 – Effet de la largeur de la fenêtre d'annulation (ordre du FIR) sur le filtrage adaptatif NLMS.

La FIGURE 3.15 a été réalisée dans les conditions de la TABLE 3.2, en fixant $\mu = 0.001$ et en faisant varier l'ordre du filtre. Cette figure montre que pour un ordre $M = 10$, c'est-à-dire une fenêtre d'annulation $w_{ec} = 0.1 \mu s$, la phase transitoire est de l'ordre de $w_{ec} = 0.5 \mu s$, tandis que pour un ordre $M = 100$, cette phase est beaucoup plus élevée.

3.4.2.2.3 La marge de gain

Atteindre la marge de gain la plus grande possible est l'objectif final du système d'annulation d'écho. En effet, une marge de gain importante permet une amplification (un gain) plus élevée des amplificateurs, et cela se traduit par une zone de couverture plus large assurée par un seul répéteur.

Afin de vérifier la stabilité du système lorsque l'annulation d'écho est activée, nous avons réalisé des tests en simulations illustrés par la FIGURE 3.16. Cette simulation a été établie sous les conditions de la TABLE 3.2, en fixant $w_{ec} = 1 \mu s$ et en faisant varier le gain, ce qui se traduit par une variation de la marge de gain entre $\Delta = -20 \text{ dB}$ et $\Delta = +20 \text{ dB}$,

par pas de $\Delta = 5$ dB. Cette simulation a été réitérée pour plusieurs valeurs du pas de convergence ; on en distingue trois phases, comme le montre la FIGURE 3.16.

1. Une marge de gain constante : $\Delta = -20$ dB, c'est-à-dire un écho très faible. Le système est stable quel que soit le pas de convergence.
2. Une marge de gain variable entre $\Delta = -20$ dB et $\Delta = +20$ dB : Le filtre adaptatif "essaye" de rattraper les variations successives de la marge de gain, il décroche lorsque le pas de convergence n'est pas suffisant.
3. Une marge de gain constante : $\Delta = +20$ dB, c'est-à-dire un écho très fort. Le système reste stable pour le pas de convergence le plus élevé.

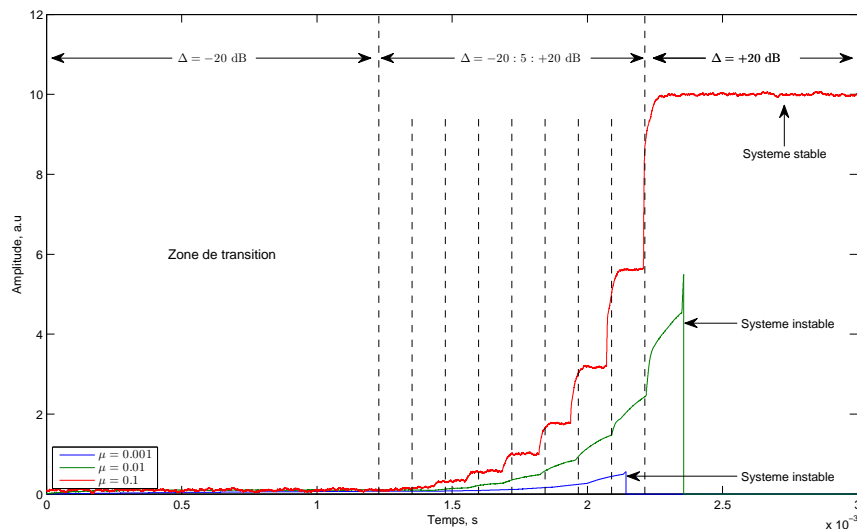


FIGURE 3.16 – Effet de la marge de gain sur le filtrage adaptatif NLMS.

Il est à noter qu'en cas de marge de gain négative, chaque changement de la marge de gain est suivi par un saut (un début d'instabilité) de la puissance globale du système, ces sauts sont plus ou moins importants¹⁰ en amplitude et en durée en fonction de la valeur du pas de convergence. Lorsque ce pas n'est pas suffisant, le saut de puissance continue à augmenter mettant fin à la stabilité du système.

3.4.2.2.4 Le délai

Ce délai aide à améliorer le calcul de l'auto-corrélation, et cela a comme conséquence le décalage temporel de la fenêtre d'annulation, comme le montre la FIGURE 3.9. La FIGURE 3.17 (1) a été réalisée sous les conditions de la TABLE 3.2, en fixant $\mu = 0.001$ et en faisant varier le délai.

Le pas de convergence a été fixé à $\mu = 0.01$ pour la FIGURE 3.17 (2) et à $\mu = 0.1$ pour la FIGURE 3.17 (3). Pour les trois figures, le délai varie entre $d_{ec} = 0.3 \mu\text{s}$ et $d_{ec} = 0.5 \mu\text{s}$ avec un pas de $0.05 \mu\text{s}$.

- Le système est en équilibre critique pour $d_{ec} = 0.3 \mu\text{s}$ et $d_{ec} = 0.5 \mu\text{s}$ (bords de la fenêtre).

10. Dans la pratique, ces sauts ne sont pas tolérés, cela implique l'augmentation du pas de convergence avant le changement du délai de décorrélation.

- La stabilité du système est optimale pour $d_{ec} = 0.4 \mu s$ (milieu de la fenêtre).

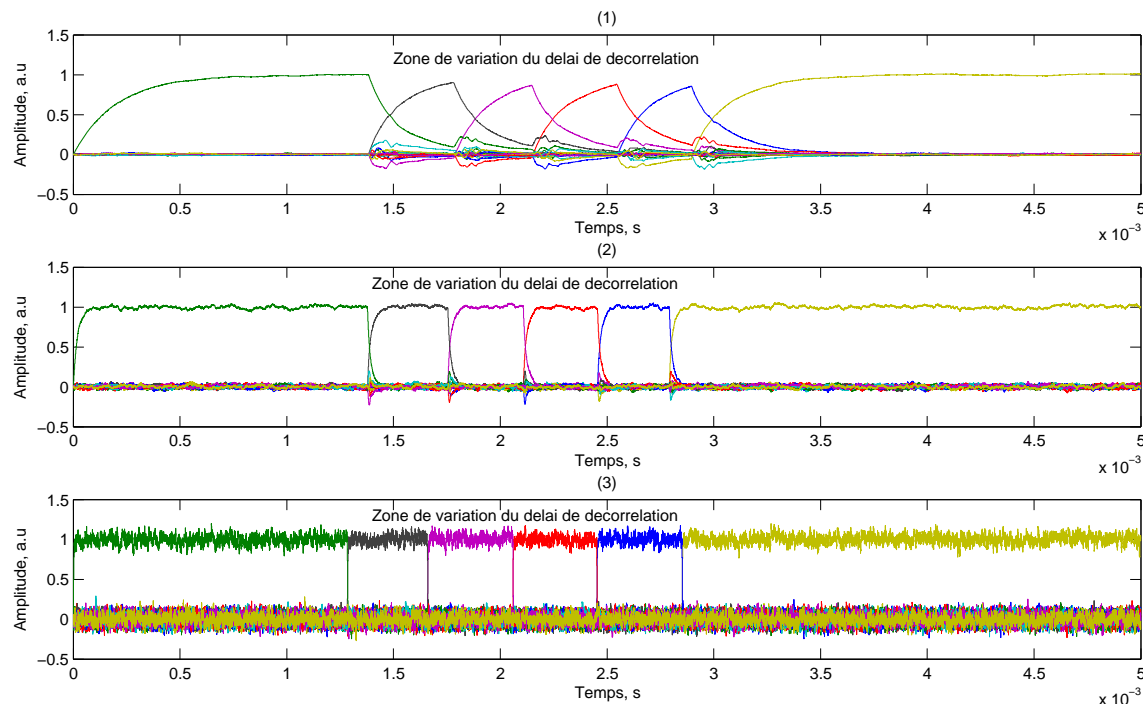


FIGURE 3.17 – Effet du délai sur le filtrage adaptatif NLMS.

Dans la FIGURE 3.17 (1), chaque changement de délai de boucle est suivi par une phase transitoire assez lente, cela est dû à la faible valeur du pas de convergence. Cette phase transitoire est beaucoup plus courte dans le cas de la FIGURE 3.17 (2) et la FIGURE 3.17 (3).

■ **En résumé** – Cette étape de simulation a permis de vérifier les équations établies dans la partie théorique. Elle a notamment montré que :

- Le nouveau schéma adapté au répéteur est plus adéquat (matériellement réalisable) que celui vu en théorie.
- La structure adaptative en NLMS est meilleure que celle en LMS.
- Plusieurs facteurs sont à prendre en considération pour garantir la stabilité et la précision d'un système d'annulation d'écho.
- Un compromis incluant ces facteurs est à trouver pour un fonctionnement optimal d'un système anti-écho.
- Le système d'anti-écho est affecté par la largeur de la bande de fréquence, il génère des parasites en présence des signaux à bande étroite.

3.5/ IMPLÉMENTATION DE L'ANTI-ÉCHO SUR FPGA

C'est l'étape qui a nécessité le plus de temps de développement. En effet, comme nous l'avons mentionné dans l'introduction de ce manuscrit, les solutions imaginées doivent satisfaire l'exigence de l'implémentabilité sur FPGA (**F**ield-**P**rogrammable **G**ate **A**rray). De ce fait, nous sommes peu à peu passés d'une étude séparée des algorithmes et des architectures à une approche globale plus formalisée, prenant en compte les deux aspects simultanément. Ceci permet de réaliser de meilleures implantations, tenant compte pleinement des contraintes matérielles. Cette approche est communément appelée AAA (**A**lgorithm-**A**rchitecture **A**dequation methodology).

L'AAA est un processus réciproque de mise en correspondance de l'algorithme et de l'architecture. Elle doit être basée sur une formalisation au niveau système qui peut être unifiée, des algorithmes, des architectures et des implantations, prenant en compte les contraintes (temps-réel, embarquabilité, et ressources) et le besoin en puissance de calcul ; ces deux derniers points conduisent à étudier et maîtriser le problème délicat du parallélisme. Enfin les aspects portabilité et réutilisation, aussi bien du matériel que du logiciel applicatif, doivent aussi être pris en considération. Elle permet aussi, d'une part d'effectuer des vérifications formelles le plus tôt possible dans le cycle de développement de l'application afin d'assurer la sécurité et la continuité de la conception et d'autre part, de poser des problèmes d'optimisation permettant de dimensionner au mieux les architectures [128].

3.5.1/ FLOT DE CONCEPTION SELON ALTERA

Le flot de conception est la combinaison explicite des outils de conception pour réaliser la conception d'un circuit intégré. Chacun des fabricants de FPGA (Altera, XILINX®, LATTICE® et ACTEL®) a son propre flot de conception. Ici, nous nous intéressons au flot de conception d'Altera, le fabricant des FPGAs utilisés au sein de l'entreprise partenaire.

La FIGURE 3.18 décrit les étapes d'un flot de conception selon la logique Altera. Tout au long de ce processus, chaque étape doit être validée et approuvée. L'étape de l'analyse timing nécessite une très grande attention.

3.5.2/ CONTRAINTES TEMPORELLES (TIMING)

L'analyse temporelle est une étape très importante dans le flot de conception FPGA. Toute erreur doit être identifiée à une phase antérieure à la conception. Même si la simulation comportementale/fonctionnelle fonctionne, on ne peut pas garantir ces résultats dans le FPGA. Le concepteur doit comprendre l'architecture du FPGA et analyser les chemins de routage/connectivité des blocs internes du FPGA en utilisant les outils prévus à cet effet. Au cours de la synthèse du design sous QUARTUS®II, un outil d'analyse nommé TimeQuest est appelé. Cet outil lit le fichier de contraintes timing, d'extension sdc, ce fichier spécifie toutes les contraintes à respecter lors de la phase du routage, par exemple la fréquence d'horloge et le temps de latence vers les périphériques externes. TimeQuest calcule alors le temps des signaux internes au FPGA et les compare à ceux requis par les fichiers de contraintes.

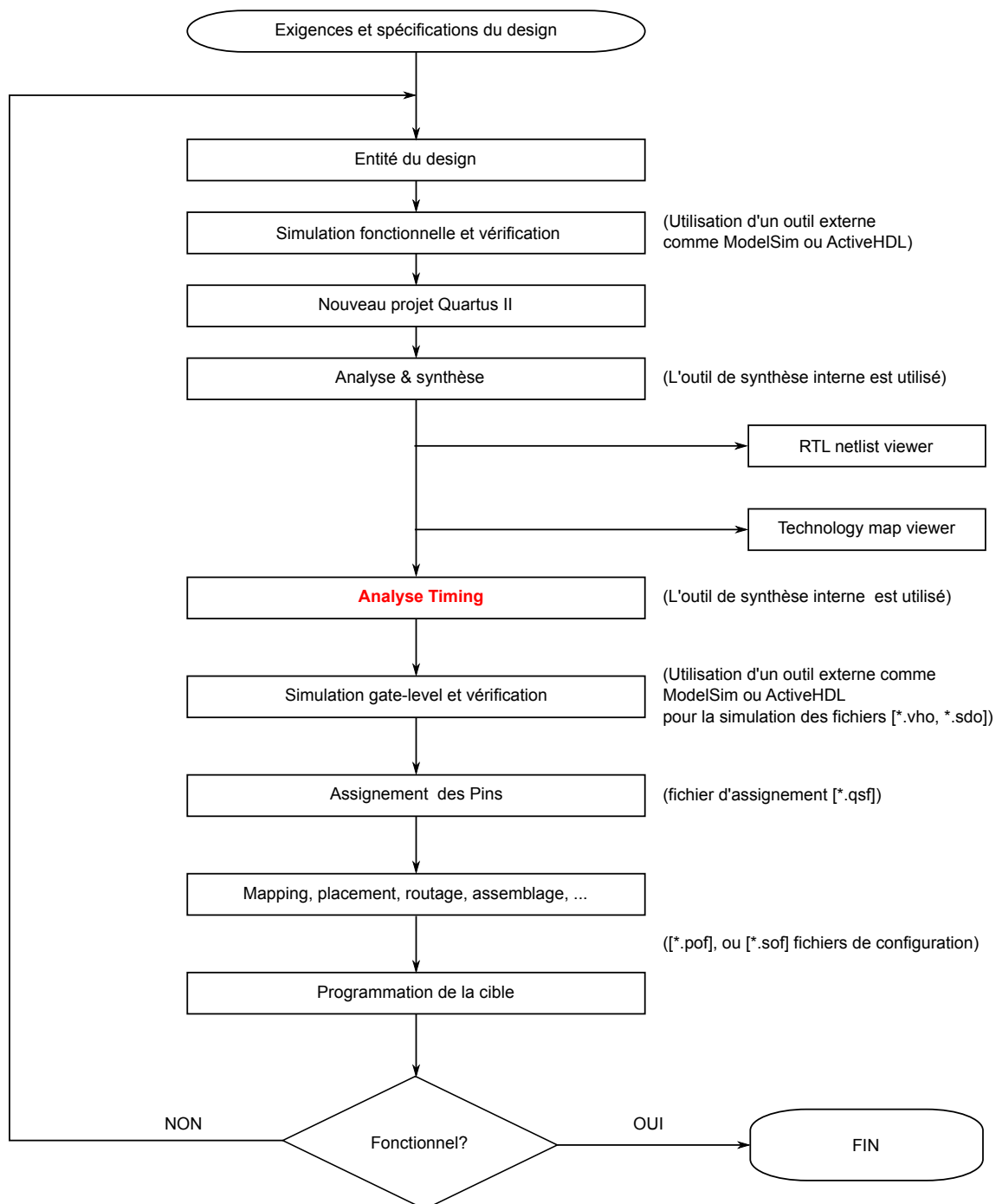


FIGURE 3.18 – Étapes d'implantation matérielle selon Altera.

3.5.2.1/ SIGNAUX SYNCHRONES, SETUP, HOLD ET SLACK

En architecture synchrone, les signaux changent leurs valeurs de manière synchrone à un signal d'horloge. Ces changements peuvent s'opérer sur les fronts montants ou descendants. Les données sont également verrouillées à chaque front montant ou descendant de l'horloge. Le FPGA ne peut que lancer/verrouiller le signal à chaque front descendant ou montant de l'horloge. Il n'est pas possible de lancer/verrouiller le signal à la fois au front descendant et montant de l'horloge. Les signaux opérants sur les deux fronts ap-

pelés DDR (Double Data Rate) sont traités par des modules spécifiques et ne font pas l'objet de cette section.

La FIGURE 3.19 résume le scénario d'une propagation de signaux entre deux registres dans le FPGA. Le setup exprime le temps nécessaire pour que le signal soit stable avant le verrouillage (latch), le hold exprime le temps pendant lequel le signal doit rester stable après le front du hold, et la slack décrit de combien de temps le setup et le hold sont espacés.

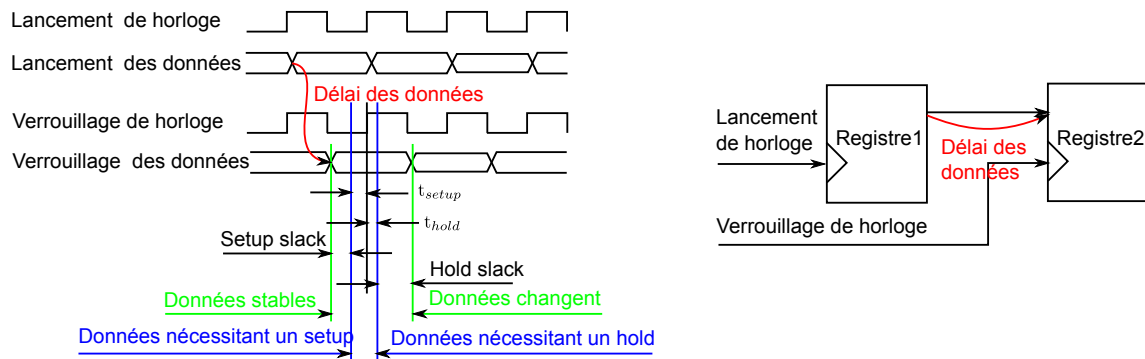


FIGURE 3.19 – Architecture synchrone, relation entre setup, hold et slack.

Si la slack est positive, cela signifie que les exigences de synchronisation sont remplies, si elle est négative, cela signifie que les exigences de synchronisation ne sont pas remplies et qu'il faut revoir, soit le design, soit les contraintes de timing.

3.5.2.2/ SIGNAUX ASYNCHRONES, RECOVERY TIME ET REMOVAL TIME

Le recovery time est le temps minimum nécessaire entre la sortie d'un signal asynchrone de l'état actif jusqu'au prochain front de l'horloge. Exemple : le temps entre la transition reset et le front d'horloge dans une bascule D. Si le front actif se produit trop tôt après le reset, l'état de la bascule peut être inconnue.

Le removal time spécifie le temps minimal entre le front d'horloge actif et celui du signal asynchrone. Le diagramme de la FIGURE 3.20 illustre les notions de recovery time et removal time.

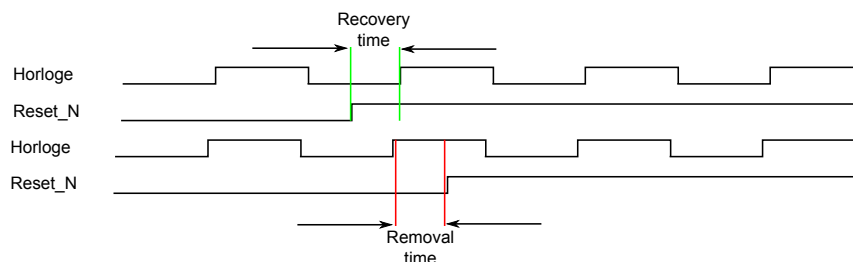


FIGURE 3.20 – Exemple de recovery time et removal time.

3.5.2.3/ L'OUTIL TIMEQUEST POUR L'ANALYSE TIMING

Il existe deux modes d'analyse timing :

1. L'analyse dynamique, dite **DTA** (**D**ynamic **T**iming **A**nalysis) : vérifie la fonctionnalité avec des vecteurs d'entrée (testbench). La DTA peut être utilisée pour des conceptions synchrones/asynchrones. L'utilisateur doit écrire manuellement le testbench à l'aide de langages comme le VHDL (**V**HSIC **H**ardware **D**escription **L**anguage).
2. L'analyse statique, dite **STA** (**S**tatic **T**iming **A**nalysis) : une méthode de validation des performances timing de la conception RTL (**R**egister **T**ransfer **L**anguage) en vérifiant tous les chemins possibles (la plupart d'entre eux sont synchrones) pour d'éventuelles violations de la synchronisation dans les pires des configurations.

Pour l'analyse **STA**, Altera a développé un outil très puissant, intégré au **QUARTUS®II** appelé TimeQuest. Son manuel d'utilisation dénombre des dizaines de pages, l'objectif ici n'étant pas de détailler l'utilisation de cet outil, mais simplement de fournir un aperçu de son utilité. Basé sur le langage **TCL** (**T**ool **C**ommand **L**anguage), il permet de contraindre tous les chemins du design dans des fichiers d'extension **.sdc**, et d'effectuer des analyses timing assez élaborées. Ces fichiers **.sdc** peuvent être générés également via un **GUI** (**G**raphical **U**ser **I**nterface) [11].

3.5.3/ ARCHITECTURES

Comme nous l'avons expliqué dans la section 3.1 et montré par la **FIGURE 3.2**, le filtre adaptatif d'annulation d'écho peut être vu comme étant l'association de deux fonctions principales ; un bloc de mise-à-jour et un filtre **FIR**. Il existe au moins deux approches architecturales pour son implantation.

3.5.3.1/ BLOC MISE-À-JOUR ASSOCIÉ AU FIR

Il consiste à construire des cellules élémentaires de mise-à-jour et de filtrage telles que montrées par la **FIGURE 3.21**

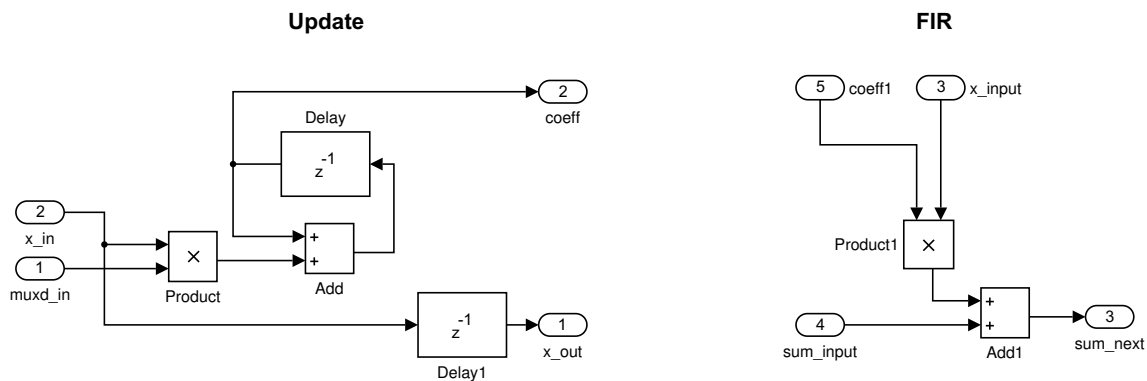


FIGURE 3.21 – Cellules élémentaires du filtre de l'algorithme de mise-à-jour et du filtre **FIR**.

L'association de plusieurs de ces cellules de mise-à-jour structure le bloc d'adaptation et de génération de coefficients qui, sous condition de synchronisation, seront transférés au bloc **FIR** construit lui-même à partir de l'association de cellules élémentaires **FIRs**.

La **FIGURE 3.22** illustre cette architecture.

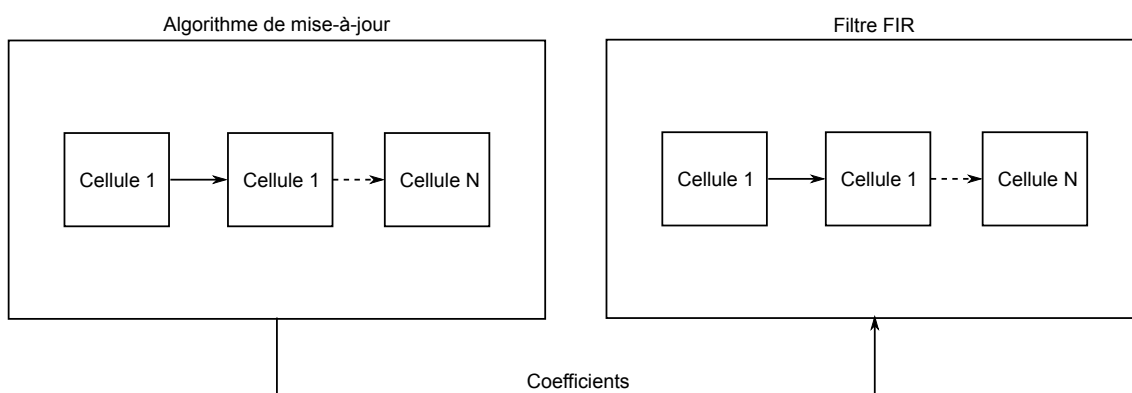


FIGURE 3.22 – Architecture d'un filtre adaptatif de N coefficients basé sur les blocs FIR et mise-à-jour.



Remarque

L'implantation de cette architecture est plus complexe dans la pratique, à cause de la synchronisation et les contraintes de timing.

3.5.3.1.1 Avantages

Cette architecture présente un avantage majeur ; c'est celui de la possibilité d'utiliser la fonction `FirCompiler` d'Altera qui est une architecture optimisée en ressources et performances [12].

3.5.3.1.2 Inconvénients

1. Synchronisation et contraintes de timing.
2. Ressources matérielles : résumées par la TABLE 3.3.

	Cellule mise-à-jour	Cellule FIR	Filtre de taille N
Blocs délais	2	1	3N
Additionneurs	1	1	2N
Multiplieurs	1	1	2N

TABLE 3.3 – Bilan des ressources matérielles pour l'architecture bloc mise-à-jour associé à un FIR.

3.5.3.2/ BLOCS ADAPTATIFS ÉLÉMENTAIRES

Une autre approche consiste à examiner le filtre adaptatif dans sa globalité, c'est-à-dire fusionner les cellules de mise-à-jour et FIRs pour construire des cellules adaptatives élémentaires, comme l'illustre la FIGURE 3.23.

Cette architecture est relativement plus simple et permet d'économiser N blocs délais par rapport à la précédente.

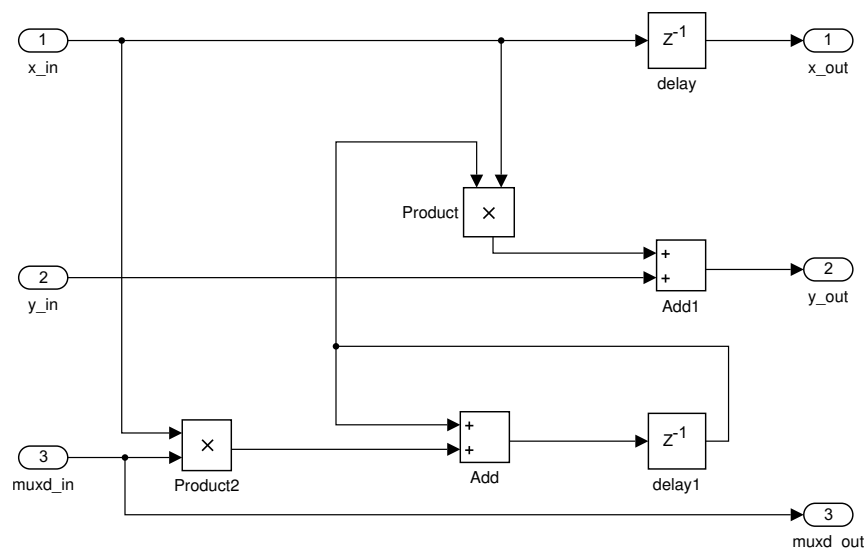


FIGURE 3.23 – Cellules élémentaires du filtre adaptatif.

■ **En résumé** – Nous avons proposé deux architectures de l'algorithme adaptatif ; il en existe certainement d'autres, comme celle réellement implantée et industrialisée par l'entreprise partenaire qui, en tant qu'entreprise, s'intéresse plus à l'aspect fonctionnel et commercial du produit final qu'à l'étude détaillée des architectures. L'architecture finale de la solution anti-écho est relativement laborieuse ; nous en présentons un résumé en Annexe C.

3.6/ RÉSULTATS DU SYSTÈME D'ANNULATION D'ÉCHO

Les résultats d'implantation de l'algorithme d'annulation d'écho sont satisfaisants dans des signaux large bande. Soulignons que les performances du système sont notablement amoindries, et manifestent des raies parasites dans le spectre de puissance, lorsqu'il s'agit de signaux de bande étroite.

3.6.1/ PERFORMANCES AVEC DES SIGNAUX DE LARGE BANDE

Rappelons que les signaux de large bande sont ceux dont le spectre de fréquence s'étale sur quelques mégahertz, comme c'est le cas des standards DVB (Digital Video Broadcasting), LTE (Long Term Evolution) et UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). Nous avons testé les performances du système d'annulation d'écho sur ces standards. Les résultats se sont avérés concluants.

3.6.1.1/ ILLUSTRATION AVEC UN SIGNAL DU STANDARD DVB-T

Nous présentons un exemple d'annulation d'écho pour un signal DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) modulé en 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) s'étalant sur une bande de 8 MHz ayant 30 MHz comme fréquence centrale. Cette manipulation est réalisée grâce au banc de test décrit dans la section 2.3, le signal étant généré par le générateur Teamcast DVB-T/DVB-H Modulator. L'analyse est assurée par le R&S ETL TV Analyzer.

Les six parties de la FIGURE 3.24 montrent les résultats d'annulation d'écho sur un signal DVB-T. Dans cette figure, les parties de gauche correspondent au signal avec écho et celles de droite correspondent au signal après l'annulation d'écho :

- Les parties (a) et (b) montrent le spectre de fréquence du signal.
- Les parties (c) et (d) montrent les performances en EVM (Error Vector Magnitude).
- Les parties (e) et (f) montrent l'analyse des échos (echo pattern).

La FIGURE 3.24(a) montre une ondulation d'environ 4.8 dB, ce qui confirme une marge de gain de 11.5 dB (cf. Chapitre 2).

L'annulation d'écho garantit la stabilité du système et améliore le MER (Modulation Error Ratio) comme le confirme la FIGURE 3.24(d).

L'analyseur TV Teamcast DVB-T/DVB-H Modulator dispose d'une fonction echo pattern très utile à la détection et à la représentation des échos. On constate la présence des échos, représentés par des raies ayant une période égale au délai global de la boucle et une différence d'amplitude, par rapport au signal principal, qui est égale à la marge de gain du système en boucle fermée. La FIGURE 3.24(e) montre une série de raies, dont la période est égale à 10 μ s correspondant au délai de la boucle. La différence d'amplitude entre la première raie (signal utile) et la seconde (l'écho principal) est égale à 11.5 dB qui n'est autre que la marge de gain. Les autres raies (les échos secondaires) ont les mêmes périodes et sont atténuées de 11.5 dB d'une raie à une autre, ce qui correspond au nombre de boucles effectué par l'écho avant qu'il s'anéantisse sous l'effet de l'atténuation du canal.

La FIGURE 3.24(f) montre que ces raies sont atténuées d'environ 30 dB, ce qui correspond à la performance du système d'annulation d'écho dans le cas d'un signal DVB-T

Dans un but d'économie de ressources matérielles, la solution d'annulation d'écho a été développée pour deux modes ; standard et amélioré. La TABLE 3.4 résume les performances pour les deux modes :

Caractéristiques	Mode standard	Mode amélioré
Marge de gain	+5 dB	+15 dB
Bénéfice en gain	15 dB	25 dB
Largeur de fenêtre d'annulation	4 μ s	12 μ s
Sélectivité du FIR	50 dB	80 dB
Temps de groupe (latence)	< 7.1 μ s	< 11.2 μ s

TABLE 3.4 – Performance du système d'annulation d'écho dans le cas du DVB-T.

La solution bénéficie d'une fonction de régulation du gain assurant le fonctionnement du répéteur, même si la marge de gain dépasse le seuil de +15 dB.

3.6.1.2/ SIGNAUX DU STANDARD UMTS (3G)

La solution a été adaptée pour les signaux du standard UMTS, les performances sont résumées dans la TABLE 3.5

Caractéristiques	Valeurs
Marge de gain	+13 dB
Bénéfice en gain	23 dB
Largeur de fenêtre d'annulation	9 μ s
Variabilité de la fenêtre	0.1 à 9 μ s
Temps de groupe (latence)	< 7.1 μ s

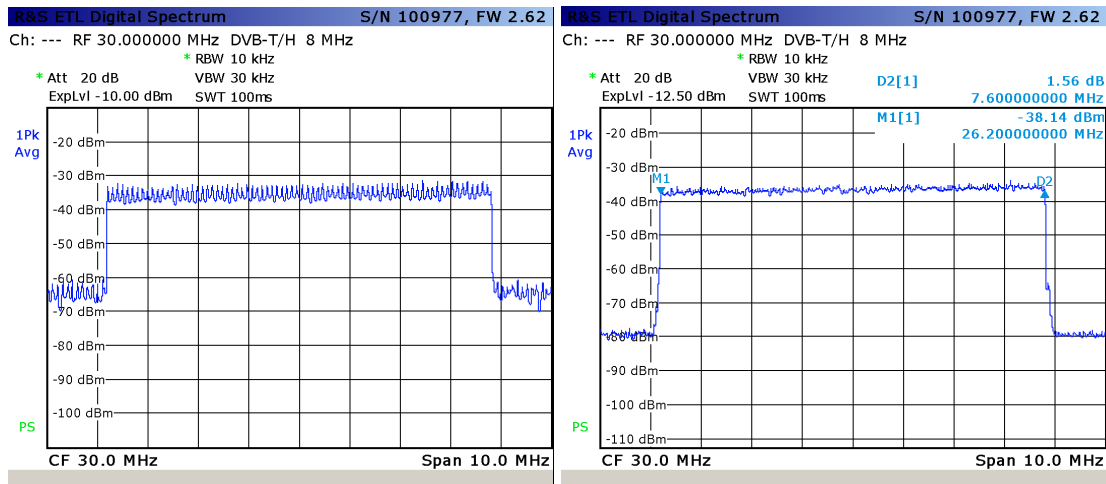
TABLE 3.5 – Performance du système d'annulation d'écho dans le cas de l'UMTS (3G).

3.6.1.3/ SIGNAUX DU STANDARD LTE (4G)

La solution a été également adaptée pour les signaux du standard LTE, les performances restent quasi-similaires à celle de l'UMTS, elle sont résumées dans la TABLE 3.6

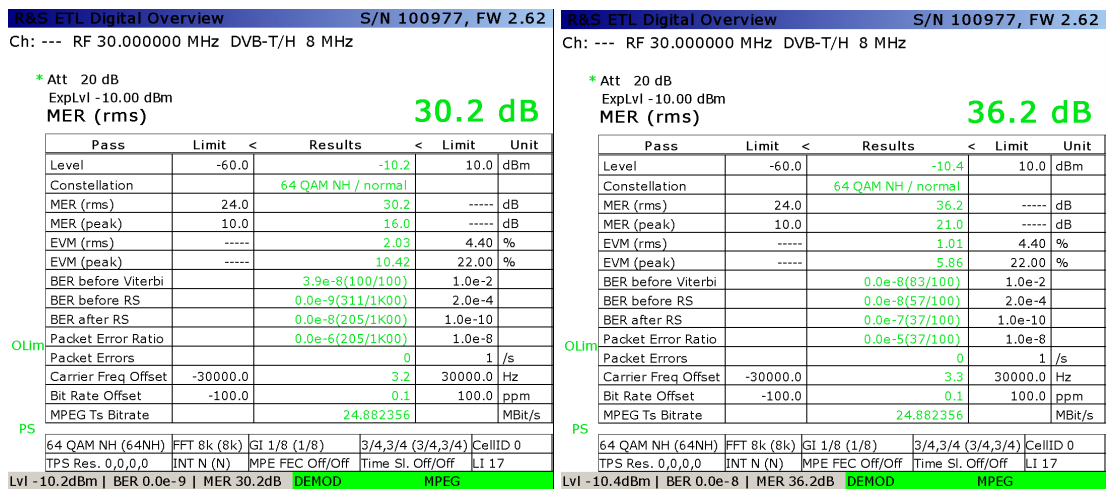
Caractéristiques	Valeurs
Marge de gain	+15 dB
Bénéfice en gain	25 dB
Largeur de fenêtre d'annulation	10 μ s
Variabilité de la fenêtre	0.1 à 9.9 μ s
Temps de groupe (latence)	< 7.1 μ s

TABLE 3.6 – Performance du système d'annulation d'écho dans le cas du LTE (4G).



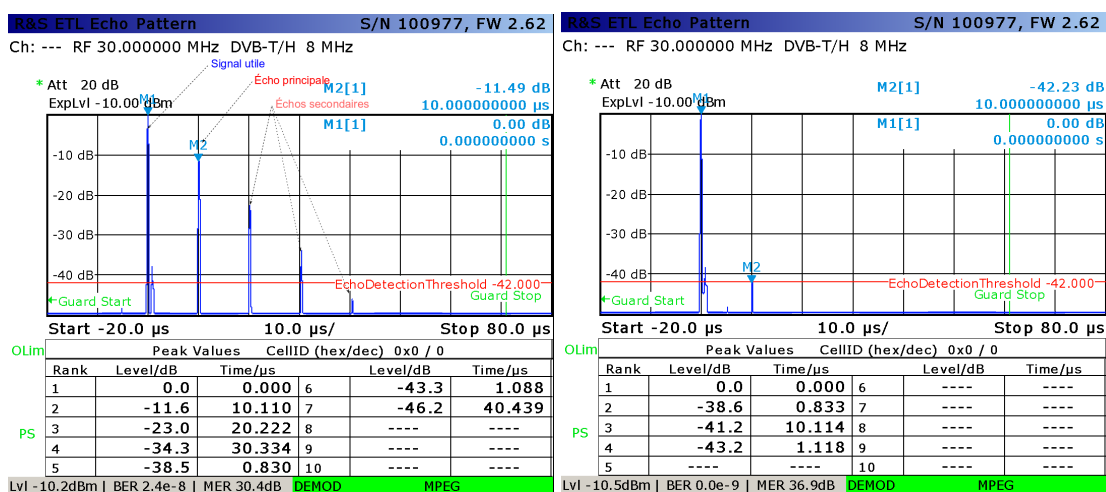
(a)

(b)



(c)

(d)



(e)

(f)

FIGURE 3.24 – Annulation d'écho dans le cas d'un signal de large bande (DVB-T)

Ces performances restent valables avec tous les signaux large bande. Elles sont néanmoins entachées de parasites lorsqu'il s'agit d'un signal à bande étroite.

3.6.2/ PERFORMANCES AVEC DES SIGNAUX DE BANDE ÉTROITE

Les signaux à bande étroite sont à l'origine d'une de matrices d'auto-corrélation mal conditionnées. Il en résulte que l'algorithme d'annulation d'écho crée des parasites, appelés *spurious*, à sa sortie. Ils sont visibles sur le spectre de fréquence comme le montre la FIGURE 3.25.

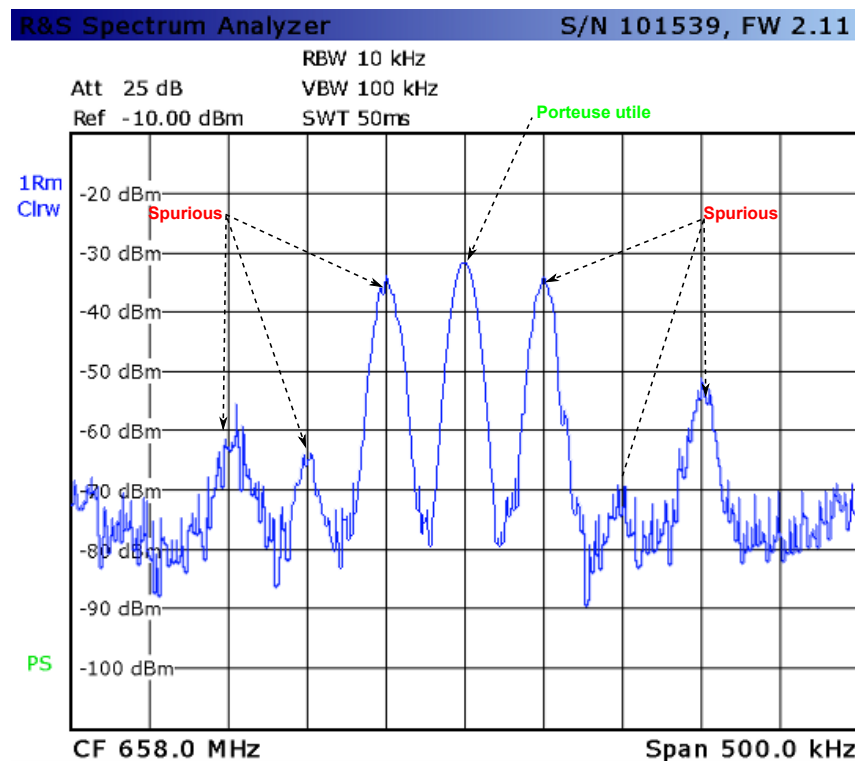


FIGURE 3.25 – Annulation d'écho dans le cas d'un signal de bande étroite (GSM).

Même si l'algorithme d'annulation garantit la stabilité du système en annulant des échos dont la puissance est supérieure à celle du signal utile (marge de gain positive), la présence des *spurious* dégrade la qualité du signal car ils s'interfèrent avec les canaux adjacents. Leur présence est généralement interdite par les instances de régulation des télécommunications et les normes internationales telles l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute).

■ **En résumé** – L'implantation de la solution d'annulation d'écho garantit la stabilité du système même lorsqu'il s'agit d'une marge de gain positive. Des mesures ont montré que la stabilité est assurée jusqu'à une marge de gain égale à +15 dB dans le cas d'un signal de large bande. Elle est d'environ +10 dB (avec la génération de *spurious*) dans le cas d'un signal à bande étroite. Dans le premier cas, le gain en terme d'amplification est de 25 dB¹¹ par rapport à un système n'ayant pas de solution d'annulation d'écho. Il est

11. Les normes de télécommunication autorisent la présence d'un écho jusqu'à une marge de gain égale à -10 dB, au delà, le répéteur n'est plus certifié.

de 20 dB dans le deuxième cas, avec l'inconvénient des *spurious*.

CONCLUSION

Suite à l'étude bibliographique et à la caractérisation du phénomène de l'écho radio-fréquence, nous avons opté pour la solution du filtrage numérique par filtre adaptatif, qui s'est avérée souple et efficace, notamment avec les signaux ayant une large bande fréquentielle (quelques mégahertz). Cette solution garantit la stabilité du système en boucle fermée (composé du répéteur et du canal) même si la marge de gain est positive¹², cette marge de gain pouvant même aller jusqu'à +15 dB, ce qui offre un bénéfice en gain de l'ordre de 25 dB. Ce bénéfice se traduit en pratique par une extension de couverture et une qualité de retransmission meilleure.

Malgré les difficultés associées à l'implantation matérielle, les résultats pratiques sont concordants avec l'étude théorique et la simulation, elle continue néanmoins à faire l'objet d'amélioration constante. En effet, les erreurs d'approximation liées à l'ingénierie d'implantation matérielle sont nombreuses :

- Compromis performances-ressources.
- Représentation des nombres (virgule fixe, virgule flottante).
- Performances matérielles des composants électroniques.
- Outils de développement et de débogage, ...

Elle s'accumulent et finissent, très souvent, par limiter les performances du système. Des systèmes complexes peuvent devenir caducs si l'on ne prête pas la plus grande attention à ces "détails" d'ingénierie.

La solution a été adaptée aux standards DVB-T, UMTS et LTE, les performances sont satisfaisantes et quasi-similaires, pour des ressources matérielles acceptables. Chacune des solutions nécessite environ 80 % des ressources FPGA dans sa version améliorée. Néanmoins, la solution d'annulation d'écho montre des défauts en présence de signaux dont la largeur de bande est étroite (inférieure à 1 mégahertz), comme c'est le cas des standards GSM et TETRA où ces imperfections sont visibles sur le spectre de fréquences ; elles dégradent la qualité du signal en interférant avec les porteuses adjacentes. De plus, elles représentent une non-conformité par rapport aux normes ETSI. Ce sujet a fait l'objet d'un projet, visant à améliorer les performances de l'anti-écho pour les signaux à bande étroite, il sera détaillé dans le chapitre suivant.

12. Rappelons que sans solution d'annulation d'écho, le répéteur sature lorsque la marge de gain avoisine zéro, tout en restant négative (cf. Chapitre 2)

OPTIMISATION DE LA SOLUTION D'ANNULATION D'ÉCHO

Dans ce chapitre, nous proposons une solution d'amélioration de la solution d'annulation d'écho, car l'application d'algorithmes adaptatifs dans certains standards/modulations génère des raies parasites dans le spectre des fréquences. Cette solution consiste à filtrer la porteuse utile, en temps-réel, par un procédé en deux étapes ; une fonction de détection et un filtrage de haute sélectivité à moindre ressource matérielle. Ici, nous avons mis en œuvre et montré l'efficacité du traitement en bande de base sur deux voies en quadrature ainsi que le traitement débit-multiple. Les mesures grandeur nature et les tests de réactivité closent ce chapitre.

Sommaire

4.1	Détection des sauts de fréquence	133
4.1.1	Transposition de fréquence	134
4.1.1.1	Rappel	134
4.1.1.2	Réjection de la fréquence image	135
4.1.2	Filtrage basse sélectivité	137
4.1.3	Fenêtrage - erreurs d'échantillonnage	137
4.1.4	FFT complexe en temps-réel	138
4.1.4.1	Rappel	138
4.1.4.2	Complexité	139
4.1.4.3	Résolution fréquentielle	140
4.1.4.4	Sous-échantillonnage par un facteur M	141
4.1.5	Algorithme <i>Peak detector</i>	141
4.1.5.1	Filtre moyennneur	142
4.1.5.2	Cascade des filtres moyennneurs	142
4.1.5.3	Seuillage	143
4.1.5.4	Calcul du centroïde	144
4.2	Technique du filtrage débit-multiple	145
4.2.1	Transposition d'un canal en bande de base	146
4.2.2	Filtre d'entrée	146
4.2.3	Sous-échantillonnage et repliement du spectre	146
4.2.4	Filtre de bande	147
4.2.5	Filtrage de sortie	148
4.2.5.1	Sur-échantillonnage par un facteur L	148
4.2.5.2	Technique du sur-échantillonnage/filtrage	149
4.2.6	Filtrage automatique N canaux	150
4.3	Simulation du filtrage débit-multiple	151
4.3.1	Schématique de simulation	151
4.3.2	Étapes et synthèse	151
4.3.3	Résultats	154
4.4	Filtrage automatique sur FPGA	155
4.4.1	Contrainte d'implantation	155
4.4.1.1	Exemple de latence et synchronisation	155
4.4.2	Résultats et performances	156
4.4.2.1	Précision en fréquence	157
4.4.2.2	Dynamique en amplitude	158
4.4.2.3	Canaux adjacents	158
4.4.2.4	Réactivité	158

ABRÉVIATIONS

Ci-dessous, une liste d'abréviations couramment utilisées dans ce chapitre :

f_s	fréquence d'échantillonnage
t_s	période d'échantillonnage
ω	pulsation du signal
f_c	fréquence de la porteuse
$x(t), y(t), s(t)$	signaux réels à l'instant t
$\{x_i\}_{i=1,\dots,N}$	séquence de taille N d'échantillons temporels
$\{X_i\}_{i=1,\dots,N}$	séquence de taille N d'échantillons fréquentiels
N_{FFT}	profondeur (taille) de la FFT (F ast F OURIER T ransform)
δf	résolution fréquentielle
M	facteur de sous-échantillonnage
L	facteur de sur-échantillonnage
N_{FIR}	ordre du filtre FIR (F inite I mpulse R esponse)
N_{MAV}	taille du filtre moyennneur
N_{cent}	profondeur du centroïde



Remarque

D'autres abréviations sont occasionnellement utilisées, elles sont définies localement dans le texte.

TERMINOLOGIES ET CONVENTIONS

Nous rappelons quelques définitions liées au contexte de ce chapitre et couramment utilisées au sein de l'entreprise partenaire, ainsi que certaines valeurs par défaut afin d'éviter toute redondance :

- **Bande de base** : toute plage de fréquences dont le minimum est proche de la fréquence nulle ε . Cette bande est souvent issue d'une transposition numérique de la bande IF (Intermediate Frequency).
Typiquement : la bande de base est l'intervalle de fréquence $[\varepsilon, 10 + \varepsilon]$ MHz issu de la transposition numérique de la bande IF [20, 30] MHz par un NCO (Numerically Controlled Oscillator) dont la valeur du LO (Local Oscillator) est égale à $20 + \varepsilon$ MHz, avec $0 < \varepsilon < 1$.
- **Traitement en IQ** : inspiré des techniques de modulation, il s'agit d'un traitement parallèle (deux voies) en quadrature. Autrement dit, remplacer le signal réel par un signal complexe dans le but de simplifier certaines transformations en appliquant les règles de l'analyse complexe.
- **Artefacts** : appelés parfois images, ce sont les signaux indésirables issus de transformations mathématiques, comme la transposition des fréquences, le sous/sur-échantillonnage et le calcul de la FFT.
- **Les bins** : liés à la profondeur de la FFT et à la fréquence d'échantillonnage, ils représentent des grandeurs fréquentielles. Exemple : si la profondeur de la FFT est égale à 1024, et si la fréquence d'échantillonnage est égale à 100 MHz, alors chaque bin de la FFT représente 97.65625 kHz.
- **Fréquence d'échantillonnage** : puisque la plate-forme numérique utilisée durant cette thèse est cadencée à une fréquence d'échantillonnage de 100 MHz (limite de SHANNON égale à 50 MHz) sauf indication contraire, cette valeur représente la fréquence d'échantillonnage par défaut.

INTRODUCTION

LORSQUE la matrice d'auto-corrélation est bien conditionnée, le filtrage adaptatif est une solution efficace pour l'annulation d'écho radio-fréquence. Le conditionnement dépend du signal d'entrée qui, en fonction du standard, n'a pas les mêmes propriétés statistiques. Avec certains signaux, le filtrage adaptatif génère des raies parasites, appelées *Spurious*, visibles sur le spectre des fréquences. Les normes des télécommunications, notamment la norme ETSI (European Telecommunications Standards Institute), interdisent strictement la présence de tels parasites.

L'algorithme adaptatif montre ces défauts plus particulièrement en présence d'un signal de bande étroite comme c'est le cas des standards GSM (Global System for Mobile Communications) et TETRA (TERrestrial TRunked RAdio).

Dans ce chapitre, nous proposons une technique de filtrage automatique par canal pour inhiber ces *Spurious*. Ce filtrage automatique agit comme un bouclier autour du canal utile à tout instant comme l'illustre la FIGURE 4.1.

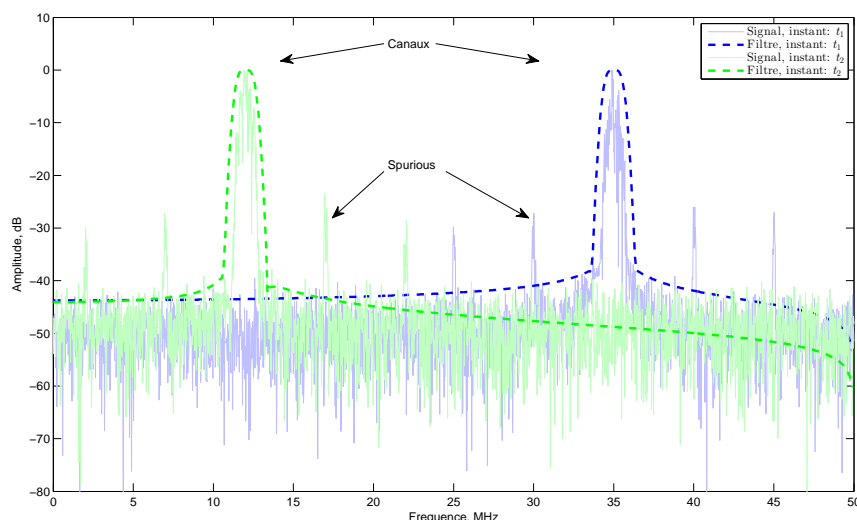


FIGURE 4.1 – Filtrage automatique par canal sous la contrainte du frequency hopping.

Nous développons la technique dans le cas du GSM et donnons à la fin de ce chapitre une méthode pour son extension aux autres standards.

Nous étudions, en premier lieu, un cas concret et un besoin réel de l'entreprise partenaire, il s'agit du GSM900 transposé en bande IF autour de 25 MHz.

Le filtrage canal est une détection des fréquences dominantes suivie par un filtrage passe-bande dont la sélectivité dépend du standard. Nous détaillerons ce procédé en étapes, à commencer par la transformation du signal temporel au domaine fréquentiel par un calcul de FFT. Un algorithme de détection des pics de puissance, nommé *Peak detector*, reçoit les échantillons de la FFT et calcule les fréquences dominantes, qui vont piloter un système de filtrage par canal. Ce filtrage s'effectue selon trois étapes :

1. Transposition de fréquence vers la bande de base : c'est-à-dire autour des fréquences nulles.
2. Changement du domaine d'horloge : dit Multi-rate processing, pour l'économie des

ressources matérielles.

3. Traitement du signal selon deux voies en quadrature : considérées comme étant un nombre complexe évoluant dans le temps.

Par la présente technique, nous visons un système de détection et de filtrage en temps-réel, satisfaisant aux contraintes suivantes :

- **Rapidité** : latence du système n'excédant pas $10\mu s$.
- **Dynamique** : détection des faibles puissances (autour de -80 dBm) et de fortes puissances (autour de 0 dBm).
- **Fréquence** : détection simultanée de plusieurs canaux, jusqu'à 4 dans le cas du GSM900, ces canaux étant espacés de 400 kHz.
- **Ressources** : économie des ressources du **FPGA** (**F**ield-**P**rogrammable **G**ate **A**rray), car cette technique fera partie d'un système global pour l'annulation des échos.

4.1/ DÉTECTION DES SAUTS DE FRÉQUENCE

Le saut de fréquence (frequency hopping) est une méthode de transmission radio par le changement rapide de la fréquence de porteuse à travers plusieurs canaux. Ces sauts sont définis selon une séquence pseudo-aléatoire connue de l'émetteur et du récepteur uniquement. Cette technique a été longtemps réservée aux usages militaires pour sa robustesse contre le brouillage. Les militaires utilisaient les techniques de cryptographie pour générer les séquences des sauts par le partage d'une clé secrète entre l'émetteur et le récepteur. La FIGURE 4.2 illustre un exemple de saut de fréquence de 4 porteuses sur 13 canaux disponibles.

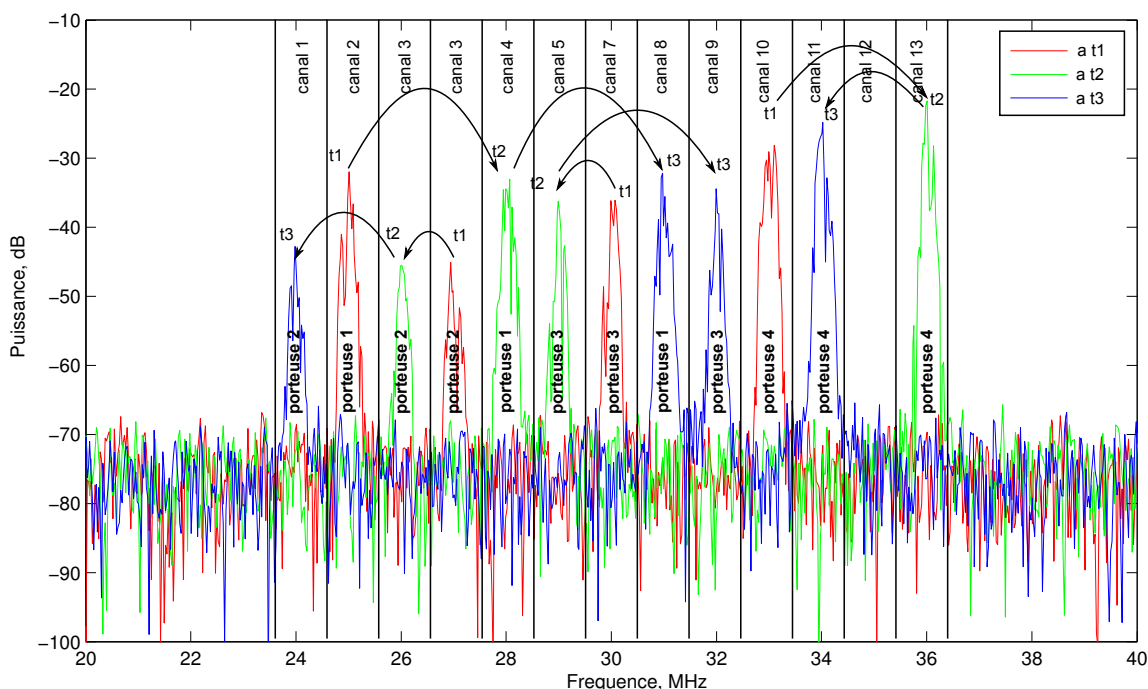


FIGURE 4.2 – Exemple de sauts de fréquence.

Aujourd'hui, l'usage des sauts de fréquence n'est plus réservé qu'aux fins militaires, il est de plus en plus déployé dans les standards de télécommunication civils, tels ceux de la 2G et la 3G. Il sécurise les transmissions et améliore la qualité de la liaison radio ¹.

Dans le cadre du filtrage automatique, nous aurons besoin de déterminer instantanément les fréquences des porteuses. Dès lors, deux solutions sont possibles :

1. Trouver les algorithmes qui génèrent les séquences pseudo-aléatoires des sauts de fréquence.
2. Détecter les sauts de fréquence indépendamment des séquences pseudo-aléatoires.

La première méthode est précise mais fastidieuse, les algorithmes des sauts de fréquence étant généralement confidentiels et relevant de la sécurité des communications téléphoniques. De plus, cela nécessiterait la démodulation du signal. La deuxième solution pourrait être moins précise quand le signal était de très faible puissance, mais elle a l'avantage d'être utilisable quelque soit le standard.

¹. Par moment, il arrive que certains canaux soient de mauvaise qualité, à cause des conditions météo et interférences, par exemple. Le saut de fréquence évite de passer toute la communication sur de tels canaux.

La détection des sauts de fréquence a fait l'objet de travaux scientifiques, utilisant la Transformée de FOURIER [25, 118] et plus récemment, les ondelettes [196] et les techniques de l'acquisition comprimée (compressive sensing) [230].

Vu des besoins concrets de l'entreprise partenaire, nous avons opté pour la méthode utilisant la Transformée de FOURIER et avons développé un algorithme simple et efficace pour la détection des sauts de fréquence en temps-réel et à moindre coût matériel.

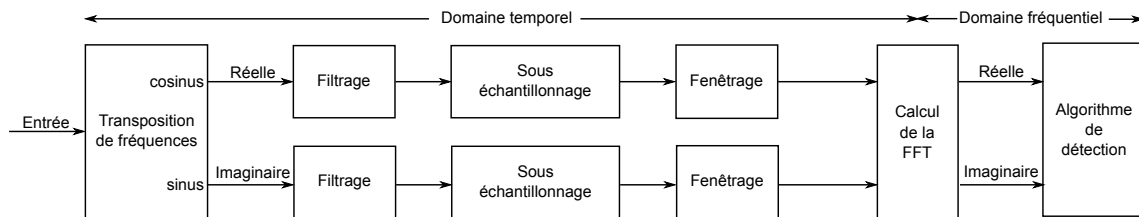


FIGURE 4.3 – Synoptique de la détection des sauts de fréquence en temps-réel.

La détection se fait suivant les étapes décrites par le synoptique de la FIGURE 4.3. Le traitement s'effectue en deux voies, souvent appelées IQ en quadrature, qu'on peut considérer comme étant les parties réelles et imaginaires d'un nombre complexe évoluant dans le temps. Le calcul en complexe (deux voies) permet d'éliminer les fréquences des artefacts et gagner des ressources matérielles par conséquent.

Le signal est transposé en bande de base par un NCO suivi d'un filtrage pour éliminer les fréquences artefacts. Le sous-échantillonnage permet, dans la limite de la largeur de bande passante, de réduire le débit en réduisant la cadence de l'horloge du système.

Avant de calculer la FFT, il est recommandé de pondérer le signal par une des fenêtres d'apodisation appropriée. L'architecture de l'algorithme *Peak detector* est développée en VHDL (VHSIC Hardware Description Language) afin d'estimer les valeurs des fréquences à partir des échantillons provenant du bloc FFT.

4.1.1/ TRANSPOSITION DE FRÉQUENCE

Le transposition de fréquences est l'une des opérations fondamentales en radiocommunication. Elle consiste à traduire, en fréquence, le spectre d'un signal, sans en altérer le contenu. Cette translation se fait, soit vers une fréquence plus basse, *down conversion*, afin de faciliter son traitement, soit vers une fréquence plus élevée, *up conversion*, pour la transmission par voie hertzienne. L'opération de changement de fréquence fait appel à un LO qui fixe la valeur de la translation en fréquence, à un dispositif mélangeur qui effectue la translation et à des filtres pour éliminer les produits indésirables.

4.1.1.1/ RAPPEL

Si le signal d'entrée x s'écrit, en fonction du temps, sous la forme :

$$x(t) = a \cos(\omega t), \quad (4.1)$$

et le signal mélangeur y sous la forme :

$$y(t) = b \cos(\omega_{OL} t), \quad (4.2)$$

alors le signal résultant de l'opération de mélange s'écrira sous la forme :

$$s(t) = \frac{ab}{2} \cos((\omega - \omega_{OL})t) + \frac{ab}{2} \cos((\omega + \omega_{OL})t) \quad (4.3)$$

En sortie du mélangeur, on obtient deux signaux dont les fréquences sont la somme et la différence des signaux d'entrée. Le battement inférieur est appelé **infradyne**, et le battement supérieur **supradyne**. La sélection, infradyne ou supradyne, se fait par des filtres.

4.1.1.2/ RÉJECTION DE LA FRÉQUENCE IMAGE

Il arrive parfois que la fréquence image (artefact dû à la transposition de fréquence) soit très proche de la bande utile à la réception ; ainsi le filtrage n'est pas toujours la meilleure solution, car une réjection correcte de la fréquence image nécessite un filtrage de haute sélectivité pour ne laisser parvenir au mélangeur que la bande des fréquences désirées. Il existe alors d'autres méthodes de réjection d'image plus efficaces que le filtrage.

4.1.1.2.1 Mélangeur à réjection de la fréquence image

L'utilisation d'un mélangeur à réjection de la fréquence image est l'une des solutions efficaces pour ne garder que les fréquences désirées.

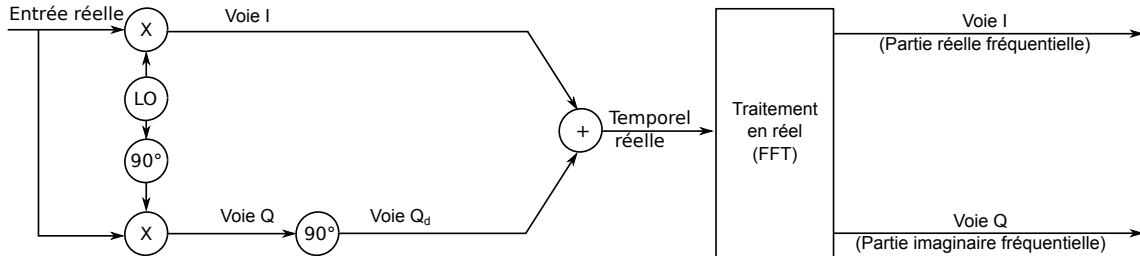


FIGURE 4.4 – Synoptique du traitement avec mélangeur à réjection d'image.

Le principe de fonctionnement repose sur la génération d'une réplique du signal image de signe opposé qui, ajoutée au signal image initial, permet de l'annuler, comme le décrit la FIGURE 4.4.

Exemple – Soient le signal monochromatique $x(t) = a \cos(\omega t)$, et l'oscillateur local $y(t) = \cos(\omega_{OL} t)$.

Dans le cas d'un battement infradyne, c'est-à-dire $\omega > \omega_{OL}$ on aura :

$$\begin{aligned} \text{- Voie I (en phase) :} \quad i(t) &= a \cos(\omega t) \times \cos(\omega_{OL} t) \\ &= \frac{a}{2} \left(\cos((\omega - \omega_{OL})t) + \cos((\omega + \omega_{OL})t) \right). \\ \text{- Voie Q (en quadrature) :} \quad q(t) &= a \cos(\omega t) \times \cos(\omega_{OL} t - \pi/2) \\ &= \frac{a}{2} \left(\cos((\omega - \omega_{OL})t + \pi/2) \right). \end{aligned}$$

$$+ \cos((\omega + \omega_{OL})t - \pi/2).$$

$$\begin{aligned} \text{- Voie } Q_d \text{ (déphasé de } -\pi/2) : \quad q_d(t) &= \frac{a}{2} \left(\cos((\omega - \omega_{OL})t + \pi/2 - \pi/2) + \cos((\omega + \omega_{OL})t - \pi/2 - \pi/2) \right) \\ &= \frac{a}{2} \left(\cos((\omega - \omega_{OL})t) - \cos((\omega + \omega_{OL})t) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{- La somme en sortie} \quad i(t) + q_d(t) &= \frac{a}{2} \left(\cos((\omega - \omega_{OL})t) + \cos((\omega + \omega_{OL})t) \right) \\ &\quad + \frac{a}{2} \left(\cos((\omega - \omega_{OL})t) - \cos((\omega + \omega_{OL})t) \right) \\ &= a \cos((\omega - \omega_{OL})t). \end{aligned}$$

Il y a donc annulation du battement supradyn.



Remarque

Par un raisonnement similaire dans le cas d'un battement supradyn, c'est-à-dire $\omega < \omega_{OL}$, on peut prouver l'annulation du battement infradyne.



Attention

Effectuer le calcul de la FFT sur un signal réel a l'inconvénient de créer des artefacts (effet miroir par rapport à la fréquence d'échantillonnage), cela est pénalisant en termes de largeur de bande fréquentielle (très recherchée industriellement) et des ressources pour la suppression de ces artefacts.

4.1.1.2.2 Traitement IQ

Le traitement en complexe est souvent plus efficace que celui en réel ; à titre d'exemple, le calcul de la FFT est beaucoup plus efficace sur des nombres complexes que sur ces réels. En pratique, ce traitement s'effectue selon le synoptique de la FIGURE 4.5.

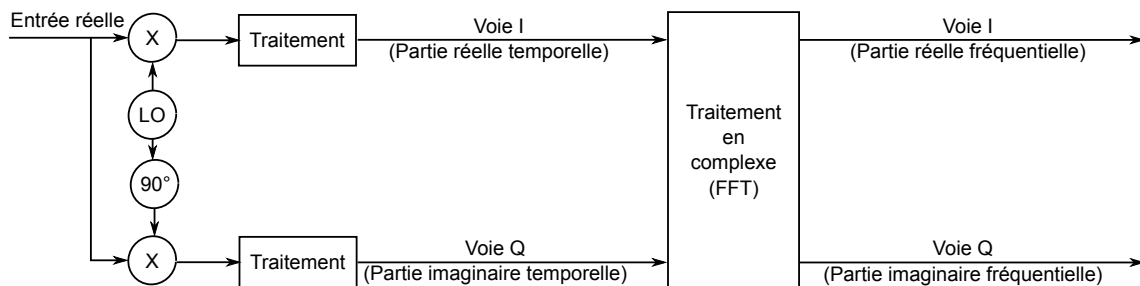


FIGURE 4.5 – Synoptique du traitement IQ.

La transposition s'effectue en multipliant le signal d'entrée par un signal LO composé de deux signaux en quadrature (cosinus et sinus) ayant une fréquence permettant de transposer la bande IF en bande de base. Il en résulte deux voies sur lesquelles on peut effectuer certains traitements élémentaires, tels que le filtrage de basse sélectivité

et le fenêtrage, avant le calcul complexe de la FFT. Il est à noter que d'autres types de mélangeurs existent et notamment en électronique analogique, tels que les mélangeurs non linéaires et les mélangeurs à commutation [60].

4.1.2/ FILTRAGE BASSE SÉLECTIVITÉ

En électronique numérique, tous les traitements doivent satisfaire la condition de SHANNON pour qu'il n'y ait pas de repliement spectral. Lors de la transposition de fréquence, les fréquences supradynes dépassent souvent la fréquence de SHANNON et se trouvent repliées par rapport à celle-ci. Pour l'éviter, il suffit d'un choix judicieux des fréquences intermédiaires.

Exemple – En pratique, nous utilisons une fréquence d'échantillonnage de 100 MHz et des fréquences intermédiaires [20, 30] MHz, comme l'illustre la FIGURE 4.6.

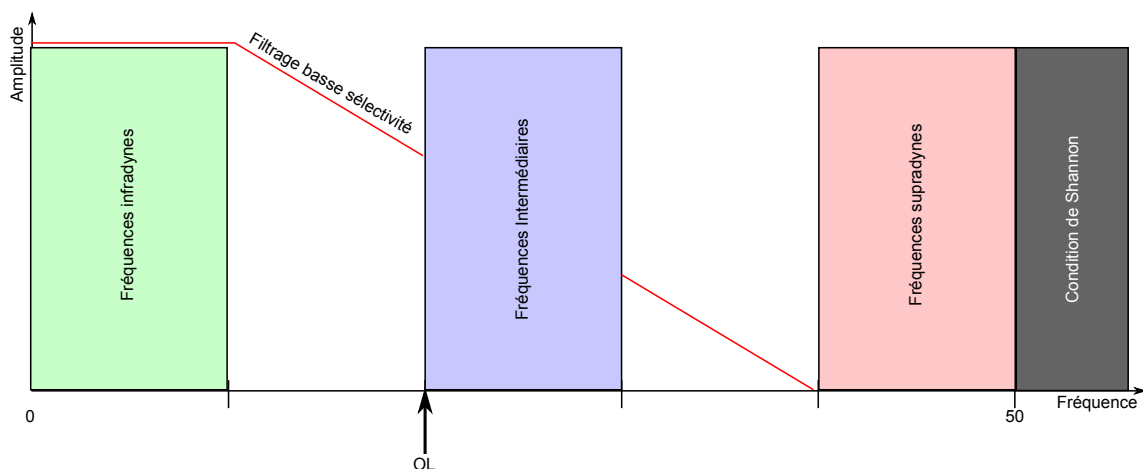


FIGURE 4.6 – Exemple de transposition d'une bande intermédiaire en bande de base.

En choisissant une fréquence LO à 20 MHz, le minimum des fréquences infradynes coïncide avec la fréquence nulle, et leur maximum est égal à 10 MHz. Alors que le minimum des fréquences supradynes est égal à 40 MHz et le maximum coïncide avec la fréquence maximale autorisée (50 MHz). Ainsi, un filtre d'ordre peu élevé (8 par exemple) suffit pour une atténuation satisfaisante de la bande supradyne.

En revanche, si l'on choisit la bande IF égale à [10, 20] MHz et la fréquence LO égale à 10 MHz, la bande supradyne est égale à [20, 30] MHz, relativement proche de la bande utile. Par conséquent, son filtrage nécessite des filtres d'ordre élevé, et donc des ressources matérielles conséquentes. Ce choix est donc moins intéressant.

4.1.3/ FENÊTRAGE - ERREURS D'ÉCHANTILLONNAGE

Le fenêtrage est une technique servant à découper une section de données à mesurer, afin de minimiser les distorsions qui provoquent une fuite spectrale, spectral leakage, de la FFT. En utilisant correctement les fonctions de fenêtrage, la résolution spectrale des résultats dans le domaine fréquentiel s'en trouvera accrue.

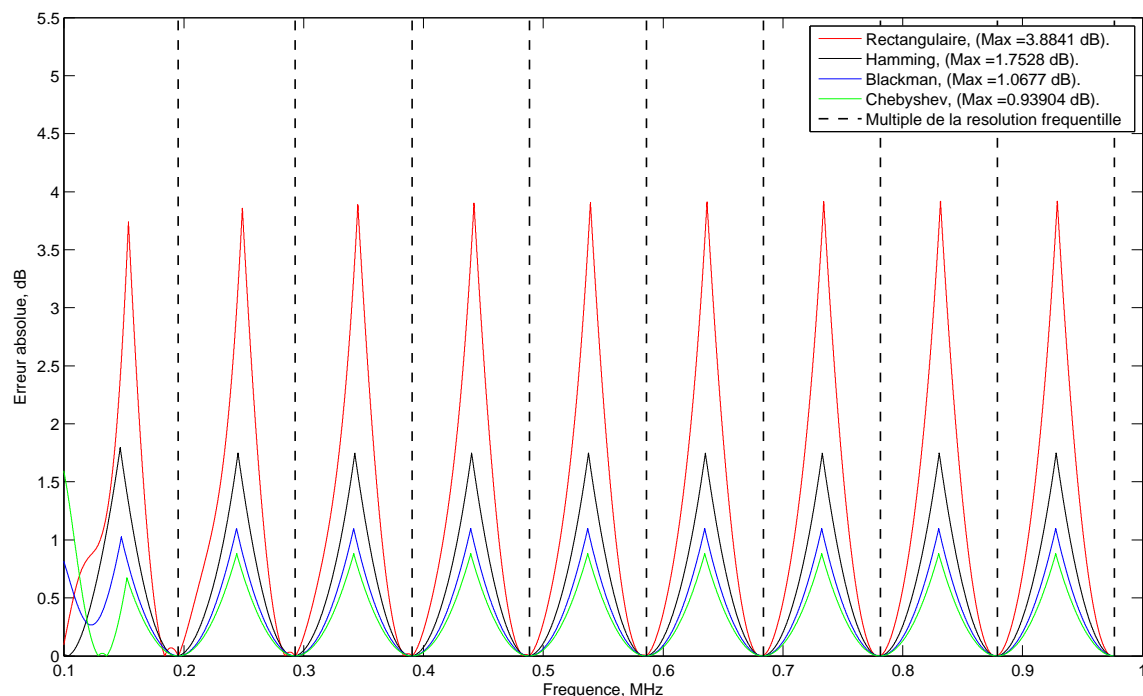


FIGURE 4.7 – Effet de la fenêtre d'apodisation sur la précision de la FFT

La FIGURE 4.7 compare l'effet des fenêtres les plus utilisées sur la limitation de l'erreur de la PSD (**P**ower **S**pectral **D**ensity). En effet, lorsque la fréquence n'est pas multiple de la résolution fréquentielle², l'amplitude de celle-ci varie selon la fenêtre utilisée. À partir de la FIGURE 4.7, on voit que la fenêtre rectangulaire introduit des erreurs allant jusqu'à 3.88 dB, la fenêtre de Chebyshev les limite à seulement 0.93 dB.

La dynamique en amplitude, c'est-à-dire la différence entre le maximum de la PSD et le plancher de bruit, est un paramètre important pour l'estimation des fréquences, elle est directement impactée par le type de fenêtre comme le montre la FIGURE 4.8.

Cette figure montre que la dynamique est d'environ 80 dB pour une fenêtre de BLACKMAN, alors qu'elle est à peine de 60 dB pour une fenêtre rectangulaire.

4.1.4/ FFT COMPLEXE EN TEMPS-RÉEL

La transformée de Fourier rapide FFT, connue aussi sous le nom d'algorithme de COOLEY – TUKEY [50], est une optimisation des calculs de la transformée de Fourier discrète DFT (**D**iscrete **F**ourier **T**ransform) en réduisant sa complexité algorithmique.

4.1.4.1/ RAPPEL

Pour une séquence de N_{FFT} échantillons, réels ou complexes, $\{x_0, x_1, \dots, x_{N_{\text{FFT}}-1}\}$, la séquence $\{X_0, X_1, \dots, X_{N_{\text{FFT}}-1}\}$ de sa DFT est donnée par :

2. Voir la définition dans le paragraphe 4.1.4.3

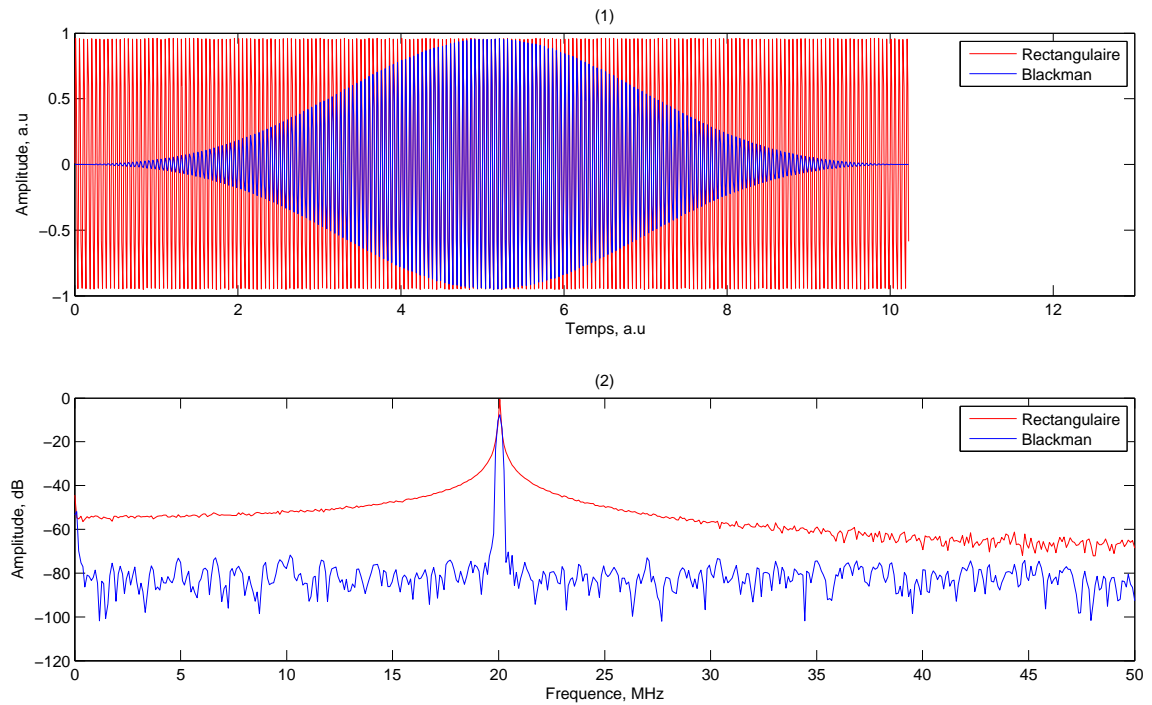


FIGURE 4.8 – Effet de la fenêtre d'apodisation sur la dynamique en amplitude.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N_{\text{FFT}}}, \quad 0 \leq k \leq N_{\text{FFT}} - 1. \quad (4.4)$$

4.1.4.2/ COMPLEXITÉ

Dans l'expression (4.4), on pose :

$$W_{N_{\text{FFT}}} = e^{-j2\pi/N_{\text{FFT}}}, \quad (4.5)$$

$W_{N_{\text{FFT}}}$ est la racine $N_{\text{FFT}}^{\text{ème}}$ de l'unité, connue sous le nom de twiddle factor, l'équation (4.4) devient :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} x(n)W_{N_{\text{FFT}}}^{nk}, \quad 0 \leq k \leq N_{\text{FFT}} - 1. \quad (4.6)$$

À noter que l'équation (4.6) vérifie les propriétés suivantes :

- Symétrie : $W_{N_{\text{FFT}}}^{k+N_{\text{FFT}}/2} = -W_{N_{\text{FFT}}}^k$.
- Périodicité : $W_{N_{\text{FFT}}}^{k+N_{\text{FFT}}} = W_{N_{\text{FFT}}}^k$.

On suppose que la taille de la séquence N_{FFT} est une puissance de 2, c'est-à-dire $N_{\text{FFT}} = 2^\nu$, $\nu \in \mathbb{N}_{\text{FFT}}$. On peut ainsi décomposer cette séquence de N_{FFT} points en deux séquences $f_1(n)$ et $f_2(n)$ de $N_{\text{FFT}}/2$ points chacune, telles que :

$$\begin{aligned} f_1(n) &= x(2n) \\ f_2(n) &= x(2n+1), \quad n = 0, \dots, N_{\text{FFT}}/2 - 1. \end{aligned} \quad (4.7)$$

À partir de l'expression (4.7), on peut écrire l'équation (4.6) sous la forme :

$$\begin{aligned}
 X(k) &= \sum_{n=0}^{N_{\text{FFT}}-1} x(n) W_{N_{\text{FFT}}}^{nk}, \quad 0 \leq k \leq N_{\text{FFT}} - 1 \\
 &= \underbrace{\sum_{m=0}^{N_{\text{FFT}}/2-1} x(2m) W_{N_{\text{FFT}}}^{2mk}}_{\text{pair}} + \underbrace{\sum_{m=0}^{N_{\text{FFT}}/2-1} x(2m+1) W_{N_{\text{FFT}}}^{(2m+1)k}}_{\text{impair}}.
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

En notant que $W_{N_{\text{FFT}}}^2 = W_{N_{\text{FFT}}/2}$, par conséquent :

$$\begin{aligned}
 X(k) &= \sum_{m=0}^{N_{\text{FFT}}/2-1} f_1(m) W_{N_{\text{FFT}}/2}^{mk} + W_{N_{\text{FFT}}}^k \sum_{m=0}^{N_{\text{FFT}}/2-1} f_2(m) W_{N_{\text{FFT}}/2}^{mk} \\
 &= F_1(k) + W_{N_{\text{FFT}}}^k F_2(k), \quad 0 \leq k \leq N_{\text{FFT}} - 1.
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

F_1 et F_2 sont les DFTs de taille $N_{\text{FFT}}/2$ des séquences f_1 et f_2 . On a donc :

$$\begin{aligned}
 F_1(k + N_{\text{FFT}}/2) &= F_1(k) \\
 F_2(k + N_{\text{FFT}}/2) &= F_2(k),
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

car F_1 et F_2 sont périodiques de période $N_{\text{FFT}}/2$. De plus :

$$W_{N_{\text{FFT}}}^{k+N_{\text{FFT}}/2} = -W_{N_{\text{FFT}}}^k, \tag{4.11}$$

on en conclut :

$$\begin{aligned}
 X(k) &= F_1(k) + W_{N_{\text{FFT}}}^k F_2(k), \quad 0 \leq k \leq N_{\text{FFT}}/2 - 1 \\
 X(k + N_{\text{FFT}}/2) &= F_1(k) - W_{N_{\text{FFT}}}^k F_2(k), \quad 0 \leq k \leq N_{\text{FFT}}/2 - 1.
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Ces résultats permettent de réduire le temps et les coûts des calculs, en effet F_1 et F_2 nécessitent $(N_{\text{FFT}}/2)^2$ multiplications chacun, en plus de $N_{\text{FFT}}/2$ multiplications additionnelles pour $W_{N_{\text{FFT}}}^k F_2(k)$. Au total, le calcul de X nécessite $2(N_{\text{FFT}}/2)^2 + N_{\text{FFT}}/2 = N_{\text{FFT}}^2/2 + N_{\text{FFT}}/2$ multiplications, ce qui réduit de moitié (pour N_{FFT} assez grand) le nombre de multiplications par rapport au calcul direct de la DFT (N_{FFT}^2 multiplications).

4.1.4.3/ RÉOLUTION FRÉQUENTIELLE

On définit la résolution fréquentielle δf par :

$$\delta f = \frac{f_s}{N_{\text{FFT}}}, \tag{4.13}$$

f_s est la fréquence d'échantillonnage et N_{FFT} est le nombre d'échantillons, appelé aussi **profondeur** de la FFT. Dans la pratique, on cherche toujours à avoir la résolution fréquentielle la plus petite (fine) possible. Afin d'avoir cette résolution, il faut :

1. Augmenter le temps d'observation, c'est-à-dire la profondeur N_{FFT} de la FFT. En pratique, cela implique plus de ressources matérielles et plus de temps de traitement.

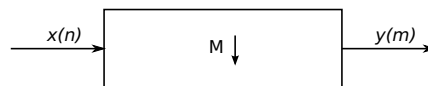
2. Diminuer la fréquence d'échantillonnage en sous-échantillonnant. En pratique, cela limite la bande passante.

Un compromis est à trouver entre ressources matérielles et bande passante.

Les points de la FFT, représentés sur l'axe des abscisses, sont appelés *bins*, et l'unité de la résolution fréquentielle est exprimée en Hz/bin.

4.1.4.4/ SOUS-ÉCHANTILLONNAGE PAR UN FACTEUR M

Dans un système échantillonné à la fréquence f_s , le sous-échantillonnage, *downsampling*, par un facteur M consiste en la réduction de cette fréquence d'échantillonnage par M .



Le sous-échantillonnage revient à considérer un échantillon parmi M et ignorer les $M - 1$ autres, comme le résume l'équation (4.14).

$$y(m) = x(mM) \quad (4.14)$$

Pratiquement le signal n'était pas remis à zéro lorsque $n \neq mM$, mais maintenu à sa valeur précédente par un simple effet de mémoire. Ainsi les repliements sont évités et le niveau de puissance n'est pas affecté. La FIGURE 4.9 montre un signal de largeur de bande égale à 10 MHz, sous-échantillonné par 2, par 4 et par 8.

La FIGURE 4.9 (1) montre le spectre après sous-échantillonnage tel qu'exprimé par l'équation (4.14). Les signaux *folding* doivent être filtrés avant la réduction de la fréquence d'échantillonnage, ce qui nécessite des ressources matérielles supplémentaires.

La FIGURE 4.9 (2) montre le spectre après sous-échantillonnage, avec le maintien de la valeur entre deux échantillons (au lieu de la remise à zéro), les signaux *folding* et les pertes de puissance sont ainsi évités. Les sous-échantillonnages par 2 et par 4 n'altèrent pas la bande de fréquences, car les nouvelles limites de SHANNON sont égales à $50/2=25$ MHz et $50/4=12.5$ MHz respectivement. Un sous-échantillonnage par 8 provoque le repliement du spectre, en effet la nouvelle limite de SHANNON est égale à $50/8=6.25$ MHz, elle est inférieure à la fréquence maximale de la bande.

Les étapes de transposition, filtrage, fenêtrage et calcul de la FFT permettent de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel, les échantillons expriment désormais des grandeurs fréquentielles.

4.1.5/ ALGORITHME *Peak detector*

L'algorithme *Peak detector* estime les fréquences dominantes, à un instant donné, à partir d'une trame FFT. Les fluctuations dues à la modulation et au bruit sont importantes à la sortie du bloc FFT, une troncature et un filtre moyennneur limitent ces effets.

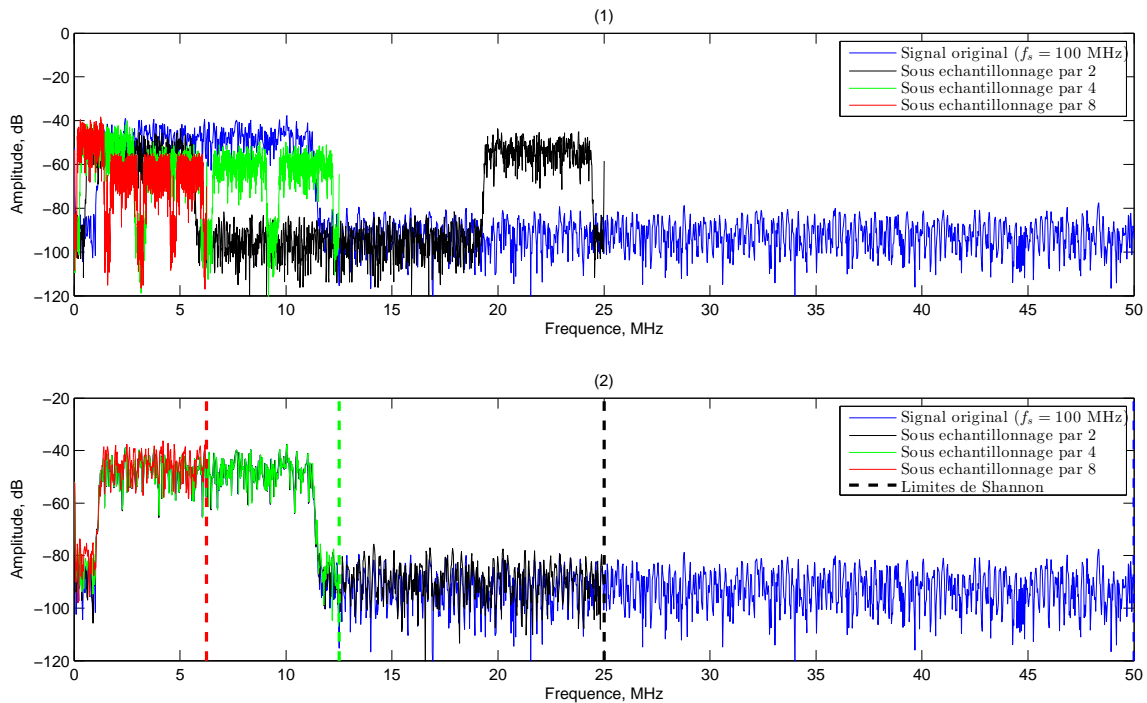


FIGURE 4.9 – Effet du sous-échantillonnage sur le spectre de fréquence.

4.1.5.1/ FILTRE MOYENNEUR

On définit la moyenne glissante \tilde{x} à l'instant n par :

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{N_{\text{MAV}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{MAV}}-1} x(n-i), \quad (4.15)$$

où N_{MAV} est la taille du filtre moyenneur, appelée parfois largeur de fenêtre, et x est le signal d'entrée. Pour que l'équation (4.15) soit valable dans le cas des signaux causaux, il faut que $n \geq N_{\text{MAV}}$.

4.1.5.2/ CASCADE DES FILTRES MOYENNEURS

Un filtre moyenneur avec une large fenêtre a l'avantage de limiter (lisser) les fluctuations, mais dans le cas de canaux adjacents à faible puissance³, ils seront "noyés" dans le bruit. La cascade de plusieurs filtres moyennes est une solution qui permet de sauvegarder ces canaux tout en limitant les effets du bruit.

La FIGURE 4.10, dans sa première partie, montre un exemple d'un signal contenant deux canaux adjacents dont la différence pic à pic est égale à 25 dB. La deuxième partie de cette figure illustre ce signal après un lissage par un filtre de taille $N_{\text{MAV}} = 10$, la réduction des fluctuations est effective, mais pas suffisante.

La FIGURE 4.10 (3) montre le signal après un lissage par un filtre de grande fenêtre ($N_{\text{MAV}} = 200$), l'effet du bruit est supprimé, néanmoins le canal adjacent se trouve également lissé, il faut noter également que le canal principal a subi une perte de puissance

3. Typiquement, ce cas se produit en présence de deux MS (Mobile Station) à des distances très différentes de la BTS (Base Transceiver Station).

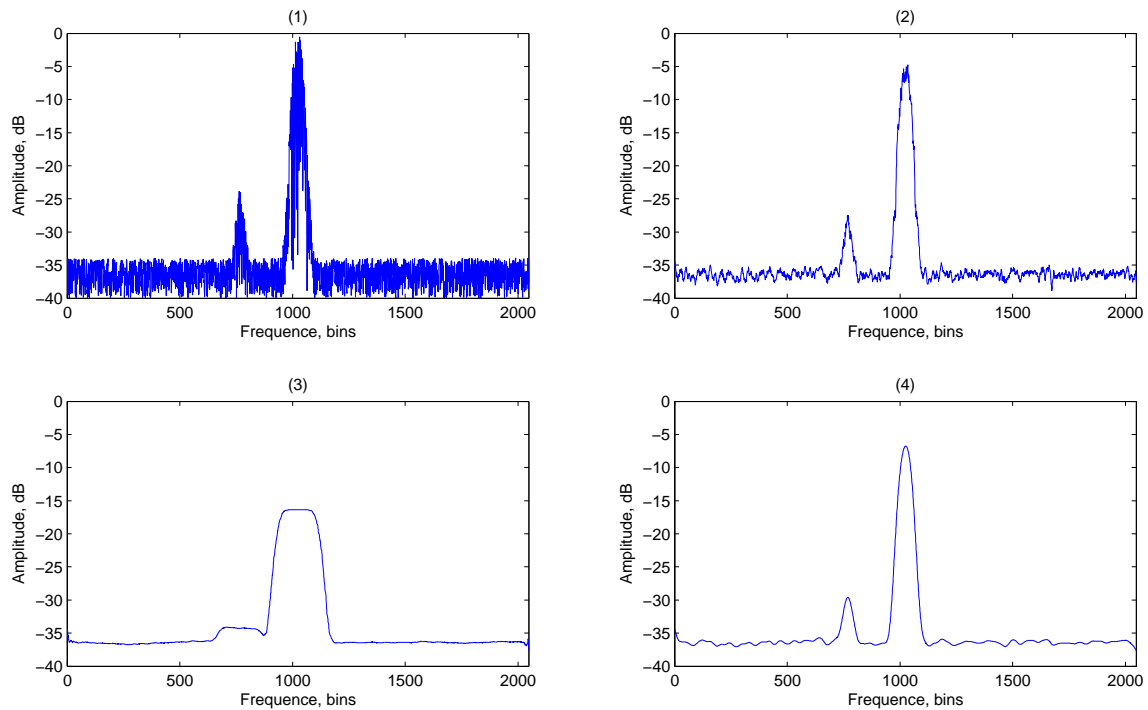


FIGURE 4.10 – Lissage du signal provenant de la FFT.

d'environ 15 dB. Le meilleur rendement est celui de la cascade de 20 filtres de taille $N_{\text{MAV}} = 10$, comme cela est montré par la FIGURE 4.10 (4). Dans ce cas, le canal adjacent est préservé, l'effet du bruit est limité et les pertes de puissance également.

4.1.5.3/ SEUILLAGE

Les systèmes réels sont souvent bruités ; ni le niveau du bruit ni sa distribution ne sont connus a priori. Les filtres moyennneurs permettent d'en limiter les effets.

Déterminer un seuil⁴, en dessous duquel les échantillons de la FFT sont considérés comme nuls, simplifie le calcul du centroïde. Ainsi, si $x(n)$ est la donnée d'entrée du système de seuillage, $y(n)$ est sa sortie et $S(n)$ est le seuil à l'instant n , alors :

$$y(n) = \begin{cases} x(n) & \text{si } x(n) > S(n) \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.16)$$

Après seuillage, le calcul du centroïde s'effectue sur le signal dépourvu du bruit et des fluctuations.



Remarque

Le seuil peut être défini automatiquement et manuellement. Dans le premier cas, il nécessite un calcul supplémentaire pour distinguer le bruit du signal utile. En pratique, nous le définissons manuellement à partir des mesures réalisées par les analyseurs de spectre.

4. Constant ou variable en fonction du système déployé.

4.1.5.4/ CALCUL DU CENTROÏDE

Le centroïde \tilde{x} de deux ensembles réels $\{x(n-i)\}$ et $\{y(n-i) = f(x(n-i))\}$, $i = 0, \dots, N_{\text{cent}} - 1$, à l'instant n est défini par :

$$\tilde{x}(n) = \frac{\sum_{i=0}^{N_{\text{cent}}-1} x(n-i)y(n-i)}{\sum_{i=0}^{N_{\text{cent}}-1} y(n-i)}. \quad (4.17)$$

En pratique, la fonction y représente le module de la FFT et les x sont les fréquences exprimées en bins. Pour des signaux causaux, il faut que $n \geq N_{\text{cent}}$.

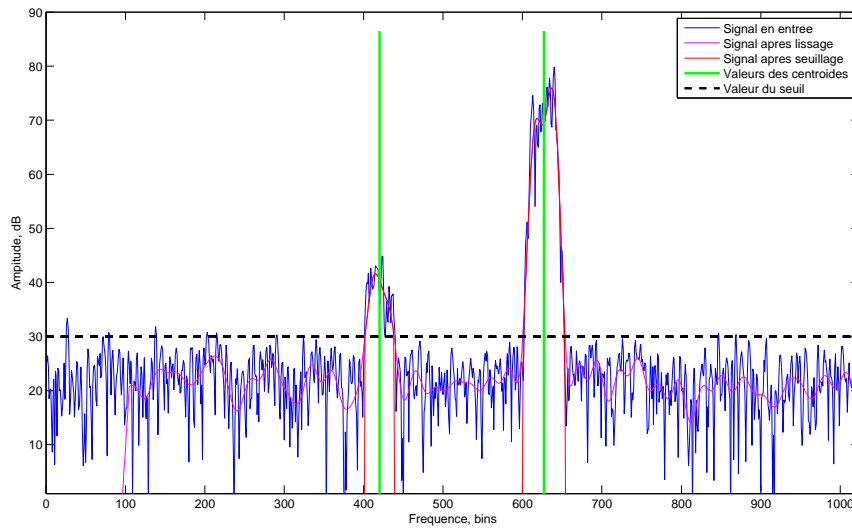


FIGURE 4.11 – Illustration des étapes de l'algorithme *Peak detector*.

La FIGURE 4.11 résume les étapes de l'algorithme *Peak detector*. Le signal d'entrée est composé de deux porteuses modulées, centrées sur 5.127 MHz et 7.63 MHz respectivement, et la modulation fait que le spectre de ces porteuses est étalé d'environ 500 kHz, ce qui représente environ 40 bins car la résolution fréquentielle $\delta f = 12.207$ kHz. Un simple lissage avec $N_{\text{MAV}} = 10$ permet de réduire les fluctuations du signal d'entrée, le seuillage élimine le bruit, et le calcul du centroïde fournit la valeur de la fréquence autour de laquelle la puissance est répartie.

Les étapes de développement de cet algorithme ont fait l'objet de plusieurs simulations, programmation VHDL et testbench. Elles sont brièvement abordées dans les annexes.

■ **En résumé** – À l'aide du calcul de la FFT et l'algorithme *Peak detector*, nous pouvons déterminer les fréquences des porteuses présentes à un instant. À partir de ces valeurs de fréquences, nous allons piloter un système de filtrage très sélectif afin de supprimer les spurious.

4.2/ TECHNIQUE DU FILTRAGE DÉBIT-MULTIPLE

Dans cette section, nous mettons en œuvre une technique de filtrage très sélectif et à moindre ressource matérielle. Cette technique, nommée filtrage débit-multiple, repose sur les opérations suivantes :

1. La transposition.
2. Le changement du domaine d'horloge.
3. Le filtrage.

Ces opérations s'effectuent en IQ, comme l'illustre le synoptique de la FIGURE 4.12.

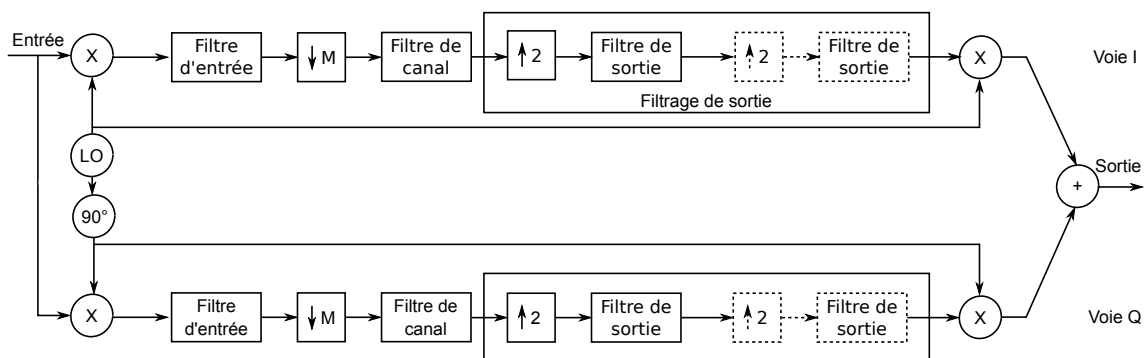


FIGURE 4.12 – Synoptique du filtrage débit-multiple.

Chacune des voies réalise, dans l'ordre, les opérations suivantes :

1. Transposition de la porteuse utile : de la bande IF vers la bande de base.
2. Filtrage d'entrée : filtre passe-bas de basse sélectivité pour éliminer l'image supradynne de la bande IF.
3. Sous-échantillonnage par un facteur M : afin de réduire la fréquence d'horloge.
4. Filtrage de canal : passe-bas, à faible fréquence d'échantillonnage, pour ne garder que la porteuse utile.
5. Filtrage de sortie, consiste en une cascade de blocs constitués de :
 1. Sur-échantillonnage par un facteur 2.
 2. Filtre de sortie : filtre passe-bas d'ordre peu élevé.

Attention

Afin de préserver l'intégrité du signal, la somme des valeurs de tous les blocs du sur-échantillonnage doit être égale à la valeur du sous-échantillonnage initial.

En réalité, chaque bande opératoire contient plusieurs porteuses adjacentes. La transposition de l'une parmi elles implique la transposition de toutes les autres porteuses. En effectuant un sous-échantillonnage, les porteuses adjacentes se replient sur les nouvelles limites de SHANNON et se trouvent de plus en plus proches de la porteuse utile. Ce scénario est illustré par la FIGURE 4.14. Il est possible d'autoriser le repliement du spectre, sous conditions de préserver la porteuse utile.

4.2.1/ TRANSPOSITION D'UN CANAL EN BANDE DE BASE

La valeur de la fréquence LO, délivrée par le système de détection, permet la transposition de la fréquence du canal à traiter vers la bande de base. De cette transposition résultent deux signaux en quadrature IQ, qui sont traités en parallèle.

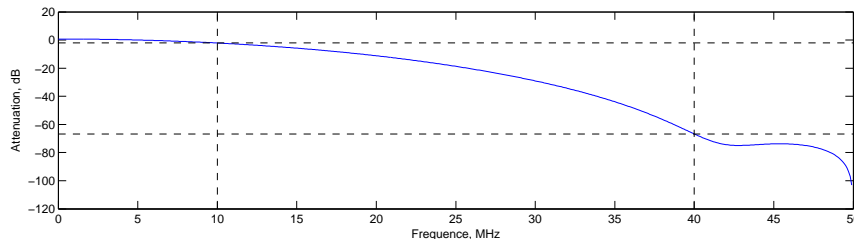


FIGURE 4.13 – Filtre d'entrée d'ordre 10 pour l'élimination des fréquences supradynes.

En choisissant la fréquence IF dans l'intervalle $[20, 30]$ MHz⁵, les fréquences supradynes seront toujours dans l'intervalle $[40, 50]$ MHz, même après d'éventuels repliements à 50 MHz, et les fréquences infradynes, qui constituent la bande de base, seront toujours dans l'intervalle $[0, 10]$ MHz. Des repliements spectraux, en bande de base, seront autorisés à condition de sauvegarder la bande utile.

4.2.2/ FILTRE D'ENTRÉE

Les fréquences supradynes peuvent être éliminées par un filtrage passe-bas d'ordre peu élevé. En effet, il suffit d'un filtre FIR d'ordre 10, par exemple, pour atténuer les fréquences $[40, 50]$ MHz de plus de 65 dB. La bande utile $[0, 10]$ MHz n'est affectée que d'environ 2 dB sur sa borne supérieure. Ces aspects d'atténuation peuvent être améliorés par un choix judicieux de la méthode de synthèse du filtre FIR, comme le choix d'une fenêtre d'apodisation, ou la méthode d'égales ondulations (cf. Annexe B).

4.2.3/ SOUS-ÉCHANTILLONNAGE ET REPLIEMENT DU SPECTRE

Nous rappelons qu'en pratique l'implantation du sous-échantillonnage est plus simple lorsque le facteur M est un entier, c'est-à-dire $M = 1, 2, 3, \dots$. Nous supposons que la fréquence d'échantillonnage principale $f_s = 100$ MHz (donc la limite de SHANNON $f_{Shan} = 50$ MHz), et la bande IF appartient à l'intervalle $[20, 30]$ MHz.

L'objectif est de réaliser le sous-échantillonnage le plus élevé, puisqu'il permet de réaliser des filtres FIRs très sélectifs d'ordres peu élevés, ceci réduit les ressources matérielles nécessaires à leur implantation. Dans ce qui suit, nous examinons l'intégrité du signal en fonction de la valeur du facteur M (FIGURE 4.14) :

- Si $M = 10$, alors $f_s = 10$ MHz et $f_{Shan} = 5$ MHz. Si le canal à traiter se trouve en début de la bande IF, alors, après transposition, le dernier canal de cette bande sera à 10 MHz, comme le montre la limite en bleue sur la FIGURE 4.14, et son repliement sur $f_{Shan} = 5$ MHz sera autour de la fréquence nulle, ceci brouillera complètement le canal à traiter se situant (après transposition) autour de la fréquence nulle également.

5. Ce choix provient de la transposition analogique du domaine RF (Radio Frequency) au domaine IF

- Si $M = 5$, alors $f_s = 20$ MHz et $f_{Shan} = 10$ MHz. Quel que soit le canal à traiter, il n'y aura pas de repliement spectral.
- Si $M = 8$, alors $f_s = 12.5$ MHz et $f_{Shan} = 6.25$ MHz, la fréquence maximale de bande sera à 2.5 MHz après transposition et repliement. Ainsi, la bande préservée est de 2.5 MHz de largeur, comme le montre la FIGURE 4.14. Ceci permet de traiter des canaux de GSM ou TETRA sans risque d'interférence.

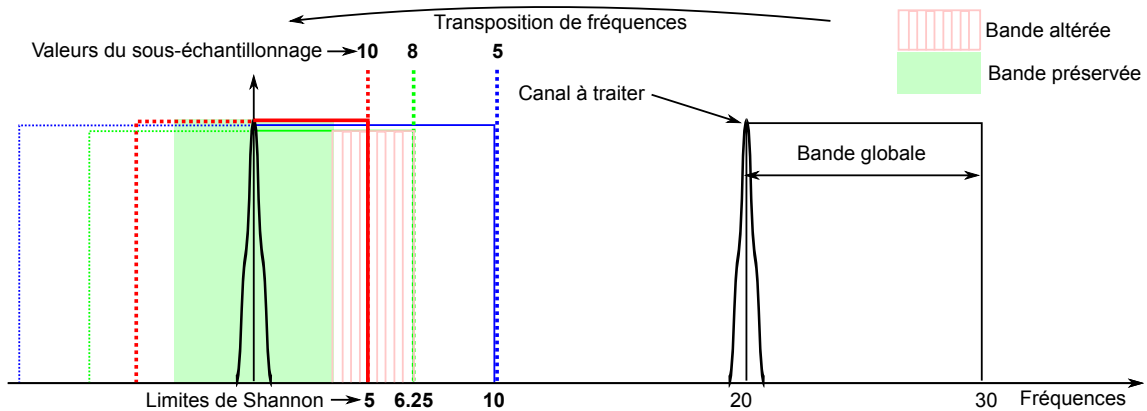


FIGURE 4.14 – Sous-échantillonnage avec autorisation du repliement spectral.

En sous-échantillonnant par un facteur $M = 10$, l'économie de ressources est plus grande, néanmoins, les canaux de bords se trouvent à la même fréquence que le canal à traiter, ceci le rend inexploitable. Pour $M = 5$, il n'y a aucun risque lié au repliement, mais l'économie des ressources sera moindre. La solution de compromis consiste à prendre une valeur intermédiaire, c'est-à-dire $M = 8$, une bande de 2.5 MHz est préservée et l'économie de ressources est plus élevée. En plus, la réalisation d'un sous-échantillonnage par un facteur M qui est une puissance de 2 est techniquement encore plus simple (cf. Annexe C).

4.2.4/ FILTRE DE BANDE

Après la transposition en bande de base, il suffit d'un filtre passe-bas dont la sélectivité dépend du standard utilisé, afin d'atténuer suffisamment toutes les fréquences indésirables.

Le fait de changer de domaine d'horloge permet, dans le cas des filtres FIRs, d'en réaliser des modèles plus sélectifs pour des ressources matérielles égales. La FIGURE 4.15 compare les sélectivités d'un filtre FIR d'ordre 10, de fréquence de coupure $f_c = 100$ kHz, l'apodisation est assurée par une fenêtre de BLACKMAN. Cette figure montre que le filtre est nettement plus sélectif pour un sous-échantillonnage par 8.

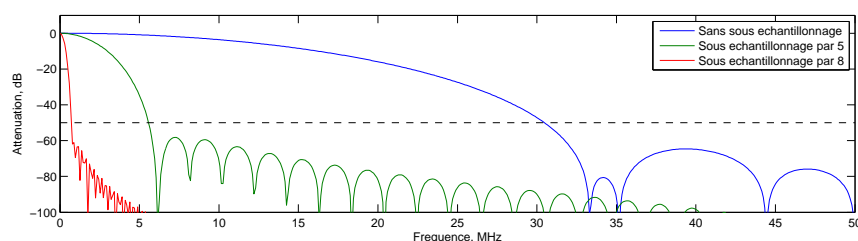


FIGURE 4.15 – Effet du sous-échantillonnage sur la sélectivité des filtres FIRs.

La TABLE 4.2 compare les performances à 50 dB⁶ d'atténuation pour les différents cas de la FIGURE 4.15. Les fréquences sont exprimées en mégahertz.

Facteur de sous-échantillonnage	1	5	8
Fréquence d'échantillonnage	100	20	12.5
Fréquence pour 50 dB d'atténuation	30	5.5	0.7

TABLE 4.2 – Effet du sous-échantillonnage sur la sélectivité des filtres FIRs.

■ **En résumé** – Pour un même ordre du filtre, le sous-échantillonnage permet de réaliser une meilleure sélectivité. L'économie des ressources matérielles est proportionnelle au facteur de sous-échantillonnage.



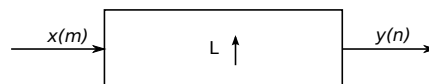
Attention

Un sous-échantillonnage trop élevé provoque un repliement total de la bande, et par conséquent, la perte irréversible de l'information véhiculée.

4.2.5/ FILTRAGE DE SORTIE

4.2.5.1/ SUR-ÉCHANTILLONNAGE PAR UN FACTEUR L

Dans un système échantillonné à la fréquence f_s , le sur-échantillonnage, *upsampling*, par un facteur L consiste en l'augmentation de cette fréquence d'échantillonnage par L .



Le sur-échantillonnage, *upsampling*, est l'opération inverse du sous-échantillonnage, elle consiste à insérer $L - 1$ zéros entre chaque échantillon, comme le résume (4.18).

$$y(n) = \begin{cases} x(m) & \text{si } n = mL \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.18)$$

En théorie, le sur-échantillonnage génère des signaux indésirables [146] qu'il faut éliminer par filtrage. Dans la pratique, il est plus simple de recopier (effet mémoire) la dernière valeur que d'insérer des zéros, ainsi l'amplitude des artefacts se trouve atténuée. Dans la FIGURE 4.16, la largeur de bande du signal d'entrée est égale à 100 kHz, ce signal est échantillonné à $f_s = 12.5$ MHz. Un sur-échantillonnage par 4 "ramène" ce signal à la nouvelle fréquence d'échantillonnage $f_s = 50$ MHz. Cette opération crée des artefacts de la porteuse aux fréquences 12.5 MHz et 25 MHz.

L'ajout de zéros crée des artefacts de puissance égale à celle du signal principal, tandis que le maintien de la valeur les atténue.

Pour éliminer ces artefacts et à moindre coût matériel, nous détaillerons, dans la section suivante, la technique du sur-échantillonnage/filtrage.

6. Atténuation minimale requise pour la plupart des standards.

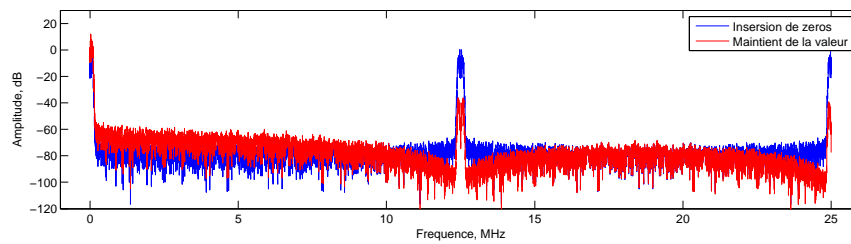


FIGURE 4.16 – Effet du sur-échantillonnage sur le spectre de fréquence.

4.2.5.2/ TECHNIQUE DU SUR-ÉCHANTILLONNAGE/FILTRAGE

Le sur-échantillonnage crée des artefacts du signal en bande de base, autour des fréquences kf_s , $k = 1, \dots, L$. Le filtrage de ces artefacts à la fréquence d'échantillonnage Lf_s coûte plus cher, en termes de ressources, qu'un sur-échantillonnage progressif par 2, suivi d'un filtrage aux fréquences d'échantillonnage kf_s , $k = 1, \dots, L$. La FIGURE 4.15 et la TABLE 4.2 nous rappellent l'intérêt du filtrage à basse fréquence d'échantillonnage.

Exemple – Supposons que le signal en bande de base soit composé des fréquences 1 MHz et 2 MHz. Si $f_s = 12.5$ MHz et $L = 8$, alors le spectre de fréquence, après sur-échantillonnage par L , sera composé des fréquences 1, 2, 10.5, 11.5, 13.5, 14.5, 23, 24, 26, 27, 35.5, 36.5, 38.5, 39.5, 48, 49 MHz. Le filtrage de ces artefacts à $f_s = 100$ MHz est plus coûteux, en termes de ressources, qu'un sur-échantillonnage par 2 suivi d'un filtrage à $f_s = 25$ MHz, puis un sur-échantillonnage par 2 suivi d'un filtrage à $f_s = 50$ MHz et un sur-échantillonnage par 2 suivi d'un filtrage à $f_s = 100$ MHz, comme le montre la FIGURE 4.17.

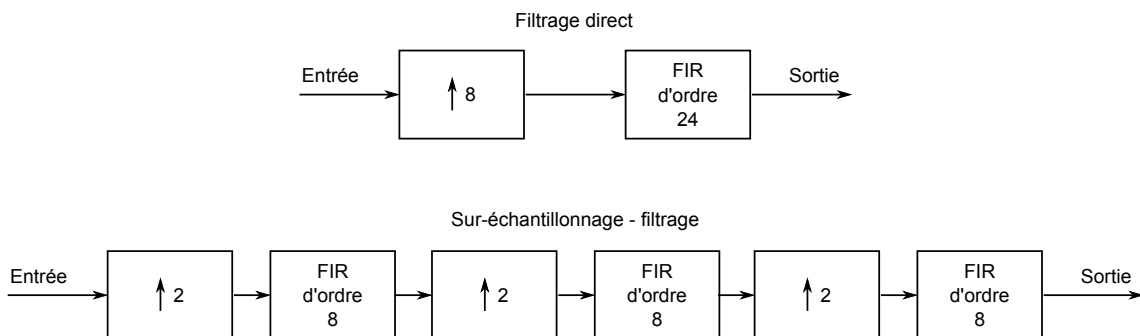


FIGURE 4.17 – Synoptique de la technique du sur-échantillonnage, comparaison de la solution de filtrage direct et de la solution sur-échantillonnage/filtrage

La FIGURE 4.18 a été réalisée selon le synoptique de la FIGURE 4.17, les artefacts autour des fréquences 12.5 MHz, 25 MHz et 37.5 MHz sont très peu atténués dans le cas d'un sur-échantillonnage par 8 suivi d'un filtrage à $f_s = 100$ MHz pour les mêmes ressources matérielles.

La simulation a montré qu'il faut un filtre (direct) d'ordre 96 pour avoir les mêmes aspects fréquentiels pour les deux types de filtre, ce qui nécessite 4 fois plus de ressources.

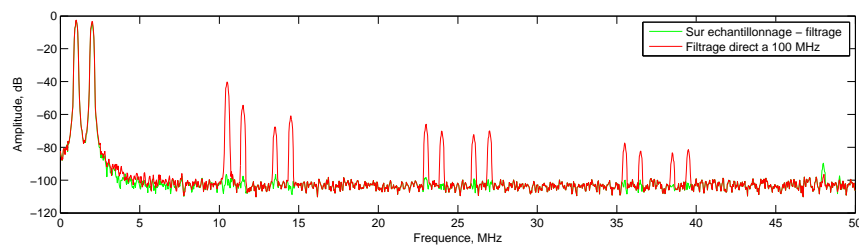


FIGURE 4.18 – Comparaison du spectre de puissance pour la solution de filtrage direct et de la solution sur-échantillonnage/filtrage.

4.2.6/ FILTRAGE AUTOMATIQUE N CANAUX

Le filtrage automatique est l'association des synoptiques montrés par la FIGURE 4.3, en plus de la transposition des fréquences et la synchronisation.

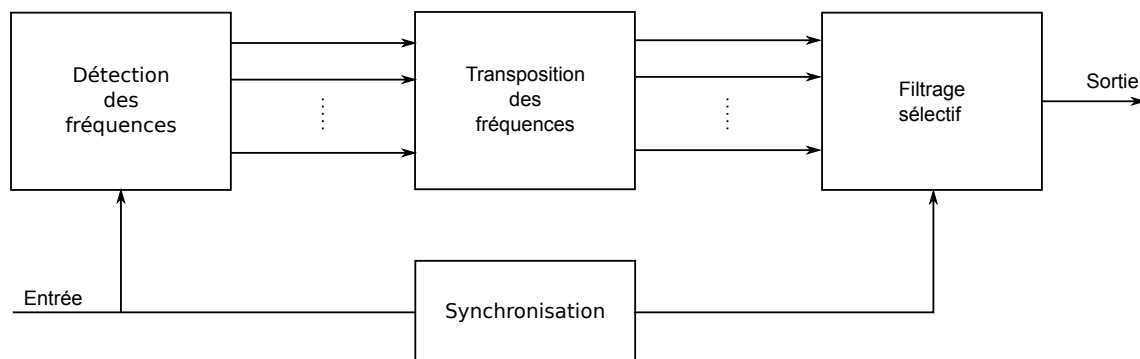


FIGURE 4.19 – Synoptique du filtrage automatique pour N canaux.

Le synoptique de la FIGURE 4.19 permet, en temps-réel, de réaliser un filtrage passe-bande autour de la porteuse utile. Et ainsi, d'éliminer toutes les fréquences parasites.

Comme le montre ce synoptique, le traitement est réalisé en parallèle, par conséquent il est possible de filtrer plusieurs canaux simultanément. Seules les ressources matérielles en limitent le nombre.

■ **En résumé** – Le filtrage débit-multiple permet de réaliser un filtrage très sélectif avec des ressources matérielles très réduites. L'objectif d'élimination de *spurious* est atteint par l'association de ce filtrage et de la détection des fréquences. De plus, il est possible de traiter plusieurs canaux en même temps.

4.3/ SIMULATION DU FILTRAGE DÉBIT-MULTIPLE

Vu le nombre d'opérations nécessaires pour accomplir un filtrage débit-multiple, nous procédons à la simulation de cette technique afin de nous assurer que tous les résultats se corroborent. Nous reprenons le synoptique du filtrage débit-multiple décrit dans la FIGURE 4.5 pour l'implémenter en utilisant l'outil SIMULINK®.

4.3.1/ SCHÉMATIQUE DE SIMULATION

Ce modèle SIMULINK® est composé de trois fonctions principales :

1. Une génération des signaux : plusieurs options sont possibles (cf. Annexe C). Dans cet exemple, nous générons des porteuses non modulées allant de 20 à 30 MHz avec un écart fréquentiel de 400 kHz.
2. Un NCO : générant les signaux sinus et cosinus.
3. Deux voies : effectuant le filtrage débit-multiple.

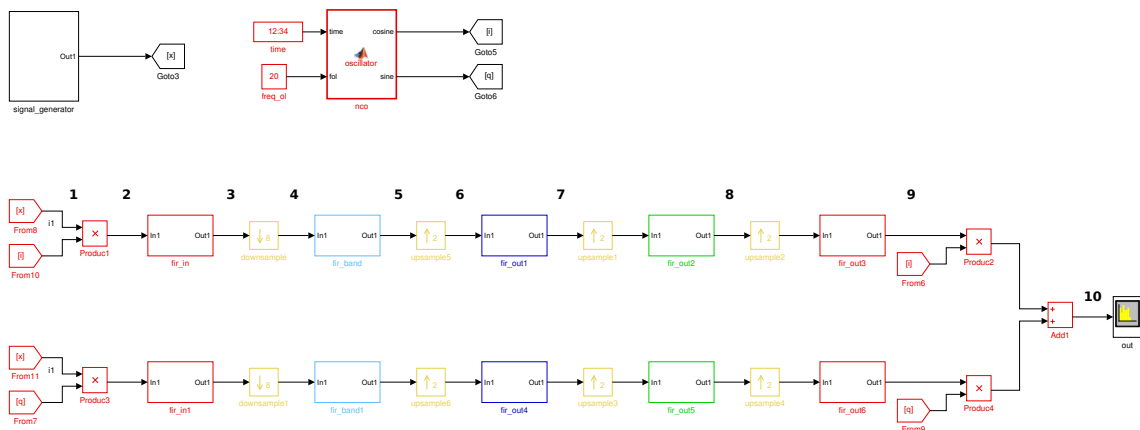
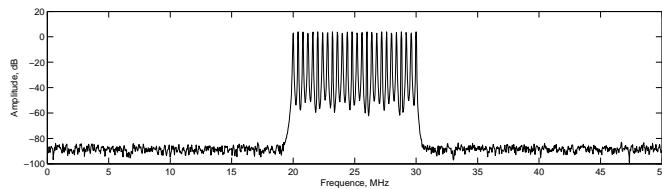


FIGURE 4.20 – Schématique SIMULINK® du filtrage débit-multiple.

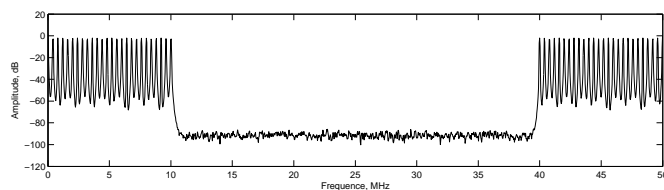
Nous détaillons les étapes du filtrage débit-multiple telles qu'indiquées dans le schéma de la FIGURE 4.20, les blocs "génération de signaux" et "NCO" sont détaillés dans l'Annexe C.

4.3.2/ ÉTAPES ET SYNTHÈSE

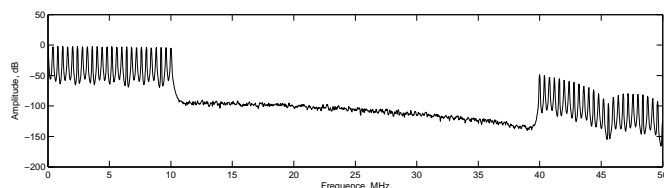
Dans ce schéma, la fréquence d'échantillonnage principale est égale à 100 MHz, et les différentes transformations sont numérotées de 1 à 10. Ci-dessous, nous détaillons chaque transformation et nous l'illustrons par une figure issue de la simulation de ce schéma :



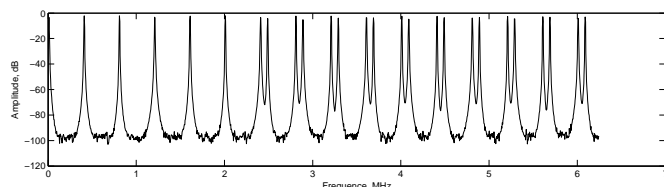
être considéré comme étant issu du standard GSM, qui garantit qu'à chaque instant les canaux effectuant des sauts de fréquence, avec des séquences pseudo-aléatoires, sont espacés de 400 kHz, l'ensemble de porteuses peut être modulé en GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), mais dans cet exemple, on ne considère que des porteuses non modulées.



dyne (utile) se trouve dans l'intervalle [0, 10] MHz, et la bande supradyne dans l'intervalle [40, 50] MHz. Le canal à filtrer est en bande de base.



8 suffit pour atténuer cette bande de 50 dB comme le montre la figure ci-contre. En pratique, cette bande supradyne atténuée sera noyée dans le bruit ambiant du système électronique.



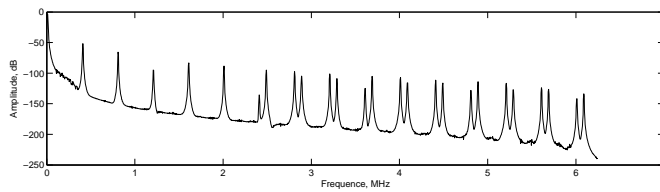
La nouvelle limite de SHANNON est de 6.25 MHz. La figure ci-contre le montre et confirme effectivement que la bande [0, 2.5] MHz est une bande préservée, c'est-à-dire qu'elle n'a subi aucun repliement.

1- Nous avons choisi un signal d'entrée composé de 26 canaux, répartis sur la bande [20, 30] MHz, comme le montre la figure ci-contre. Par conséquent, l'écart fréquentiel entre canaux est de 400 kHz. Ce signal peut

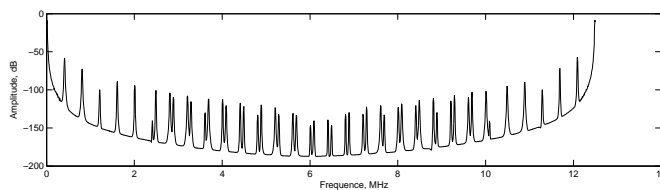
2- Supposons que l'on veuille traiter le premier canal (se situant à 20 MHz), la fréquence LO fournie par le système de détection aura la même valeur, c'est-à-dire 20 MHz. Ainsi, comme le montre la figure ci-contre, la bande infra-

3- Atténuer la bande supradyne d'au moins 50 dB est primordial. En effet, après sous-échantillonnage, cette bande se replie sur la bande infradyne (utile) lui faisant perdre toute son information. Un filtre FIR d'ordre

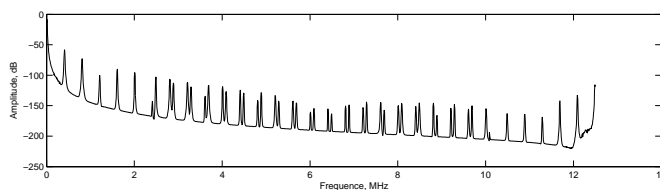
4- Le canal utile est en bande de base, la largeur de bande est de 10 MHz. Selon la sous-section 4.2.3, nous pouvons appliquer un sous-échantillonnage par 8 sans risque d'altération du canal. Cela signifie que la nou-



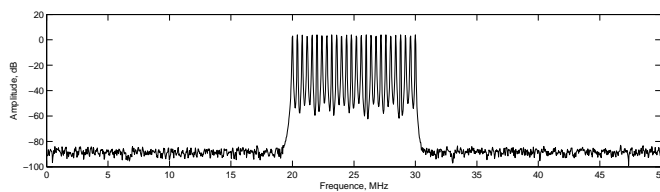
d'au moins 50 dB. En choisissant une méthode adéquate de synthèse, un filtre d'ordre 64 suffira pour atténuer le canal adjacent. Les autres canaux sont évidemment atténués de plus de 50 dB. Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 4.2.5.2, un sur-échantillonnage progressif, par 2, suivi d'un filtrage est beaucoup plus avantageux qu'un sur-échantillonnage par 8 suivi d'un filtrage.



un sur-échantillonnage par 2. Des fréquences images sont créées dans la bande [6.25, 12.5] MHz. Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 4.2.5.2, un sur-échantillonnage progressif, par 2, suivi d'un filtrage est beaucoup plus avantageux qu'un sur-échantillonnage par 8 suivi d'un filtrage.



sera de même pour le reste de la chaîne de sur-échantillonnage.



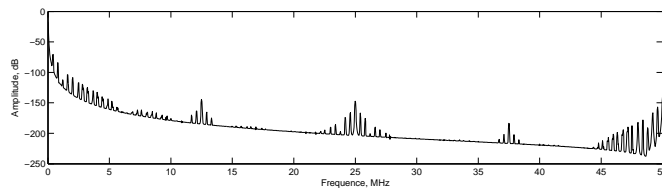
quance d'échantillonnage $f_s = 50$ MHz suffit pour les atténuer d'au moins 50 dB.

5- À 12.5 MHz de fréquence d'échantillonnage, un filtre FIR d'ordre N_{FIR} est aussi sélectif qu'un filtre d'ordre $8N_{\text{FIR}}$ à la fréquence 100 MHz. Le canal adjacent, se trouvant à 400 kHz (figure ci-contre) doit être atténué

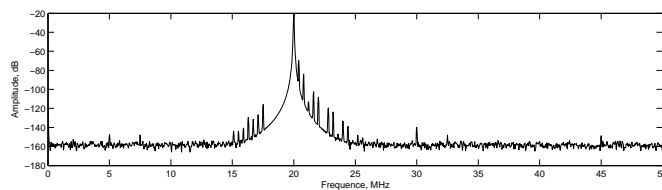
6- Après le filtrage de bande à la fréquence d'échantillonnage 12.5 MHz, le signal sera "ramené" progressivement à sa fréquence d'échantillonnage originale. La figure ci-contre montre l'allure du spectre du signal après

7- Pour éliminer les artefacts dus au sur-échantillonnage par 2, un filtre d'ordre 8, à la fréquence d'échantillonnage $f_s = 25$ MHz suffit pour les atténuer d'au moins 50 dB. La figure ci-contre confirme ce constat. Il en

8- Le sur-échantillonnage par 2 amène le système à la nouvelle fréquence $f_s = 50$ MHz, c'est-à-dire $f_{\text{shan}} = 25$ MHz, des artefacts sont créés à $f_{\text{shan}} = 25$ MHz, comme le montre la figure ci-contre. Un filtre d'ordre 8 à la fré-



contre. Un filtre d'ordre 8 à la fréquence d'échantillonnage $f_s = 100$ MHz, suffit pour les atténuer d'au moins 50 dB.



cent est ainsi atténué de 50 dB. On note une baisse du niveau du signal, cela est dû au sur-échantillonnage et à l'insertion des zéros. Cette baisse peut se compenser par une simple amplification.

9- Un nouveau sur-échantillonnage par 2 amène le système à la fréquence originale $f_s = 100$ MHz, c'est-à-dire $f_{shan} = 50$ MHz, des artefacts sont créés à $f_{shan} = 50$ MHz, comme le montre la figure ci-

10- La transposition du canal à sa fréquence initiale ($f_c = 20$ MHz) s'effectue par le même LO d'entrée. La somme des composantes I et Q permet d'éliminer les artefacts dus à la transposition de fréquence. Le canal adja-

4.3.3/ RÉSULTATS

Avec la technique du filtrage débit-multiple, le filtrage d'un canal de fréquence 20 MHz, c'est-à-dire l'atténuation de son canal adjacent, se situant à 400 kHz, nécessite un traitement en deux voies I et Q, chaque voie étant composée d'un filtre d'entrée, d'un filtre de bande et d'un filtre de sortie.

La TABLE 4.4 montre qu'il faut environ 4 fois plus de ressources à un filtre à $f_s = 100$ MHz⁷ pour réaliser les mêmes performances qu'un filtre débit-multiple. Il est à noter qu'à ordre égal (192), l'atténuation du filtre traditionnel n'est que de 5 dB à 400 kHz.

	FIR débit-multiple	FIR à $f_s = 100$ MHz ⁸
Ordre total du FIR	$2 \times (8 + 64 + 3 \times 8) = 192$	1024
Nombre de NCOs	2	0
Nombre d'additionneurs	1	0

TABLE 4.4 – Comparaison, en ressources, entre filtrage débit-multiple et filtrage à $f_s = 100$ MHz.

La FIGURE 4.21 montre l'allure du filtre débit-multiple sur toute la bande [0, 50] MHz. On note la présence de résidus des artefacts dus aux transpositions de fréquence et aux changements des domaines d'horloge. Ces résidus sont inférieurs de 100 dB à l'amplitude du signal utile, donc dans les système réels, ils sont considérés comme du bruit. Cette figure montre également l'allure d'un filtre FIR à $f_s = 100$ MHz d'ordre 1024. Les performances des deux filtres sont quasi-similaires.

7. Matériellement, les additionneurs et les NCOs ne nécessitent pas autant de ressources que les filtres FIR.

8. Filtre synthétisé par la méthode de la fenêtre (BLACKMAN).

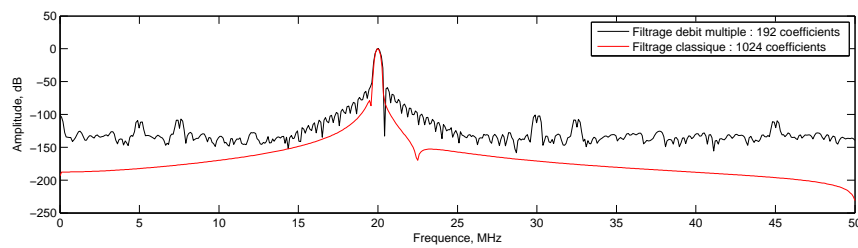


FIGURE 4.21 – Comparaison des allures des filtres, débit-multiple et filtre classique.

■ **En résumé** – Nous avons réalisé un filtre très sélectif et à moindre coût. Pour une sélectivité similaire, la réduction de l'ordre est d'environ 80 %.

4.4/ FILTRAGE AUTOMATIQUE SUR FPGA

Dans cette section, nous exposons brièvement l'implantation matérielle sur FPGA du filtrage automatique, à commencer par les contraintes d'implantation. Certains résultats et performances sont exposés à la fin de cette section. Le détail de cette implantation est abordé en Annexe C.

4.4.1/ CONTRAINTE D'IMPLANTATION

Le traitement en temps-réel nécessite d'apporter une attention particulière au temps d'exécution de chaque fonction. En effet, une désynchronisation, aussi infime soit-elle, peut induire le système entier en erreur en quelques cycles d'horloge.

4.4.1.1/ EXEMPLE DE LATENCE ET SYNCHRONISATION

En circuit synchrone, le résultat du filtre moyennneur n'arrive que N_{MAV} Cycles après la réception du premier échantillon. Ainsi, tous les résultats se trouvent décalés de N_{MAV} Cycles, comme le montre la FIGURE 4.22.

Exemple – On suppose que :

- La fréquence d'échantillonnage est égale à 100 MHz.
- La profondeur de la FFT est égale à 8192.
- La taille du filtre moyennneur est égale à 20.

Sous ces hypothèses, la résolution fréquentielle $\delta f = \frac{f_s}{N_{\text{FFT}}} = \frac{100}{8192} = 12.207 \text{ kHz}$. Par conséquent, le décalage résultant en fréquence sera égal à $20\delta f = 244.1406 \text{ kHz}$.

La synchronisation peut se faire de deux manières :

4.4.1.1.1 Synchronisation matérielle

En ajoutant des registres de décalage sur la ligne à retarder, ces registres introduisent des délais fixes ou variables⁹. La solution matérielle peut être coûteuse en termes de

9. Un délai variable permet plus de flexibilité qu'un délai fixe.

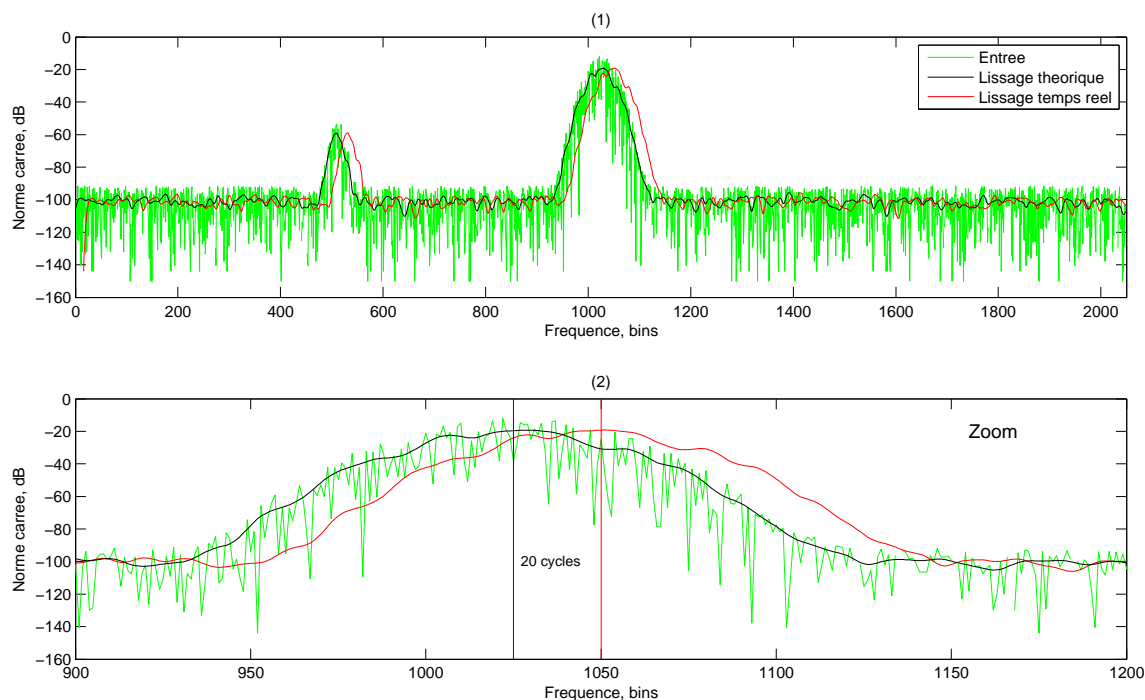


FIGURE 4.22 – Exemple de lissage en temps-réel, cascade de 5 filtres avec $N_{\text{MAV}} = 5$.

ressources, notamment lorsqu'il s'agit de délais variables, car cela nécessite l'allocation d'un maximum de ressources. Une autre alternative consiste en la compensation de la latence d'un manière logicielle.

4.4.1.1.2 Synchronisation logicielle

La compensation s'effectue d'une manière arithmétique : ainsi, dans l'exemple de la FIGURE 4.22, il suffit de soustraire 20 Cycles au résultat final de la détection. Cette méthode est simple mais peut être dangereuse, car elle nécessite la connaissance du système dans sa globalité, et plus de contrôles afin d'éviter des cas absurdes, comme des valeurs négatives de variables supposées toujours positives.

4.4.2/ RÉSULTATS ET PERFORMANCES

Afin de valider ce système d'une manière pratique, nous avons développé un outil spécifique **RandomHopping8cx**¹⁰ qui permet, à partir d'un générateur de signaux, de réaliser plusieurs fonctions, parmi lesquelles :

1. Générer un signal ayant de 1 à 8 canaux, ces canaux sont des copies du signal d'entrée.
2. Modifier les fréquences et les amplitudes des canaux.
3. Jouer une séquence de frequency hopping en fréquence et/ou en amplitude.
4. Varier la vitesse de ces sauts, manuellement ou automatiquement, selon une séquence prédéfinie.

10. Voir la description en Annexe C

La capture d'écran montrée dans la FIGURE 4.23 montre un exemple d'un signal provenant du **RandomHopping8cx**. Ce signal est composé de 4 porteuses non modulées dont la puissance varie d'une porteuse à l'autre.

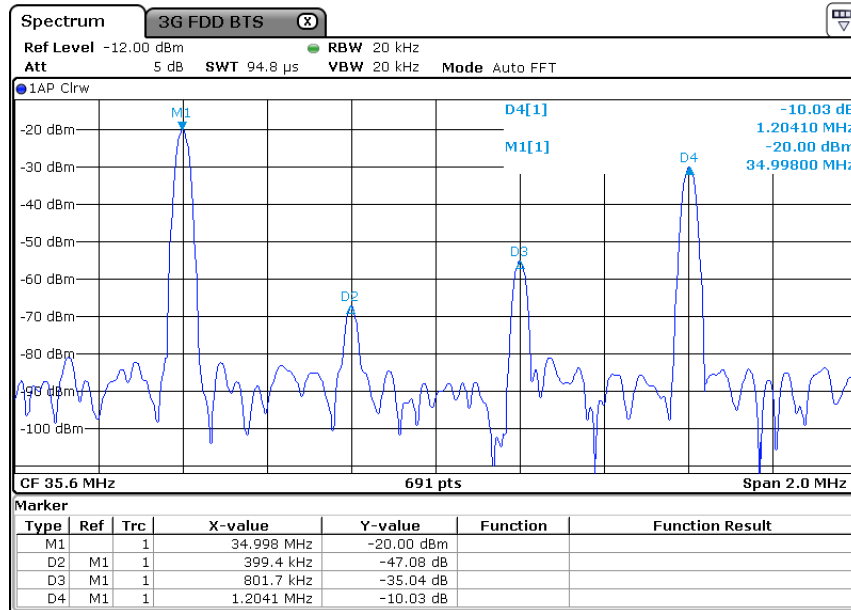


FIGURE 4.23 – Exemple d'un signal délivré par **RandomHopping8cx**.

Le détail technique de l'implantation de **RandomHopping8cx** et du filtrage automatique sous QUARTUS®II est abordé dans l'Annexe C. Ici, nous exposons quelques résultats relatifs à la capacité, la rapidité et la fiabilité du filtrage automatique.

4.4.2.1/ PRÉCISION EN FRÉQUENCE

Rappelons, à partir de la définition de l'équation (4.13) de la résolution fréquentielle, que : plus δf est petit, meilleure est la détection. Mais si la résolution fréquentielle est très fine, cela implique que :

1. f_s est très petit, ou bien,
2. N_{FFT} est très grand.

Le premier cas implique que la bande traitée devient trop étroite, ce qui n'est pas intéressant du point de vue pratique. Le deuxième cas signifie que le système dispose de ressources matérielles très importantes, ce qui n'est pas le cas en pratique. Un compromis est à trouver entre la largeur de bande à traiter et les ressources dont on dispose.

Dans le cas de notre étude, nous avons fixé une bande de largeur égale à 10 MHz¹¹, plus précisément les fréquences sont considérées dans la bande [20, 30] MHz. Cette largeur de bande permet d'effectuer un sous-échantillonnage par 4. Par conséquent, la nouvelle fréquence d'échantillonnage est $f_s = 25$ MHz.

Les ressources FPGA disponibles permettent de réaliser une FFT de profondeur $N_{FFT} = 2048$, d'où :

11. La bande de 10 MHz de largeur a été choisie à partir d'un critère industriel.

$$\delta f = \frac{25}{2048} = 0.01220703125$$

δf est exprimé par MHz/bins. Par abus de langage, nous l'exprimons en kilohertz simplement, c'est-à-dire $\delta f \approx 12$ kHz. Cette valeur représente le meilleur compromis entre largeur de bande et ressources matérielles.

4.4.2.2/ DYNAMIQUE EN AMPLITUDE

En architecture à virgule fixe, la dynamique **D**, en décibels, d'une variable x est définie par :

$$\mathbf{D} = 20 \log_{10}(D) = 20 \log_{10} \left| \frac{\max(x)}{\min(x)} \right|.$$

Pour que le système soit capable de détecter les signaux de faible puissance et ceux de forte puissance simultanément, il faut qu'il ait une grande dynamique.

Nous rappelons qu'au sein de l'entreprise partenaire, la numérisation et le codage de l'information analogique s'effectuent par des ADC (Analog to Digital Converter)s de 16 bits. Si la donnée est entière et non signée, alors $\min(x) = 0$ et $\max(x) = 2^{16} - 1 = 65535$ (cf. Annexe C) d'où $\mathbf{D} = 20 \log_{10}(65535) = 96.329466075305 \approx 96$ dB.

Cette dynamique n'est jamais atteinte en pratique, car tout système réel est entaché de bruit dû à plusieurs facteurs comme l'imperfection des composants, les défauts de conception et les contraintes de routage.

Les tests pratiques effectués sur la carte numérique, en utilisant un signal sinusoïdal, montrent que le signal peut être extrait du bruit s'il a une puissance minimale autour de -82 dBm, tandis que la saturation est atteinte si le signal a une puissance maximale autour de +3 dBm. Ainsi la dynamique de la carte numérique est d'environ 85 dB.

L'algorithme *Peak detector* est également entaché d'erreurs, comme l'arrondi, la troncature, le fenêtrage, et d'autres facteurs. Les tests pratiques ont montré que, par un réglage judicieux des paramètres, le système détecte des signaux de puissance allant de -80 dBm à 0 dBm, c'est-à-dire une dynamique de 80 dB.

4.4.2.3/ CANAUX ADJACENTS

La modulation crée un étalement de spectre. Deux canaux adjacents, dont l'écart de puissance est important, représentent un cas critique pour le système de détection.

La figure FIGURE 4.24 est une capture d'écran montrant deux canaux GSM adjacents et espacés de 400 kHz. Ce cas de figure nécessite à la fois des performances de précision en fréquence et de large dynamique en amplitude.

La meilleure performance, c'est-à-dire un taux d'erreur nul, est réalisée pour un écart d'amplitude égal à 50 dB et en fréquence égal à 400 kHz.

4.4.2.4/ RÉACTIVITÉ

Le calcul de la FFT, l'algorithme *Peak detector* et les différents blocs de synchronisation font que le système a une certaine latence à réagir. Le **RandomHopping8cx** permet de

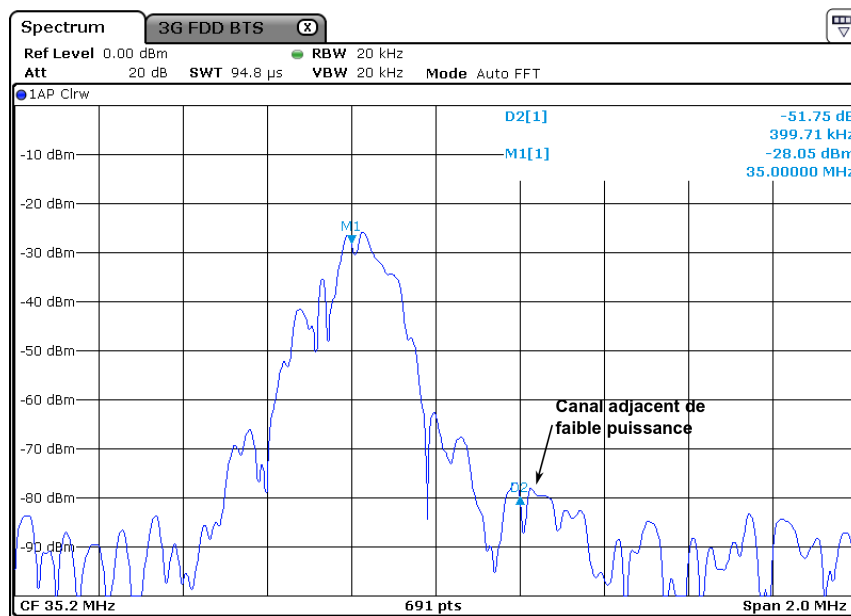


FIGURE 4.24 – Détection des canaux adjacents à forte disparité en puissance, cas critique.

jouer des séquences de sauts à des durées prédéfinies. L'objectif est de tester la capacité du système de détection à "suivre" les sauts les plus rapides.

Les valeurs détectées sont transmises au microprocesseur NIOS®II qui, à son tour, les transmet au système d'acquisition sur ordinateur. Cette acquisition est considérée comme étant en temps-réel, mais cette hypothèse est discutable¹² et devient de plus en plus faible lorsque la fréquence maximale des sauts avoisine celle à laquelle le microprocesseur NIOS®II est cadencé.

Lors des manipulations que nous avons effectuées, le NIOS®II était cadencé à la fréquence 40 MHz, ce qui implique une période de 25 ns. Les mesures deviennent fausses si la durée minimale des sauts approche cette période. On note également que les interruptions prioritaires arrivant au microprocesseur NIOS®II peuvent impacter l'acquisition.

Le stockage en local sur RAM (RAndom Access Memory) de ces valeurs aurait été une solution plus fiable, néanmoins, la taille de la RAM disponible dans le NIOS®II est infiniment insuffisante pour stocker toutes les valeurs détectées durant quelques millisecondes.

Les données acquises sont traitées par MATLAB® pour être comparées aux séquences d'entrée. La FIGURE 4.25 montre un exemple de séquence d'entrée.

On voit, à partir de cette figure, que la fréquence de la porteuse balaye l'intervalle [200, 900]. À une mise à l'échelle près, cet intervalle correspond à une plage de fréquence en bande de base. La durée de présence de la porteuse varie en fonction du temps, l'unité est laissée arbitraire, car cela dépend de la rapidité que l'on veut appliquer au système.

Dans ce qui suit, nous allons évaluer la capacité du système à traquer les sauts aux

12. Un microprocesseur n'effectue quasiment jamais de traitement en temps-réel, à cause des temps de lecture, d'écriture et de toute éventuelle interruption.

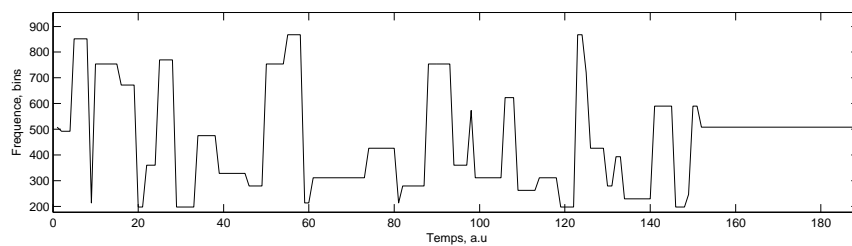


FIGURE 4.25 – Exemple de séquence de sauts de fréquence générée par **RandomHopping8cx**.

durées minimales de 1 ms et 100 μ s.

4.4.2.4.1 Performance à 1 ms

Un signal sinusoïdal balaye l'intervalle de fréquence [2.5, 11.5] MHz, la durée de présence de la porteuse est variable, néanmoins, elle dure au moins 1 ms. La FIGURE 4.26 montre la séquence des sauts de fréquence.

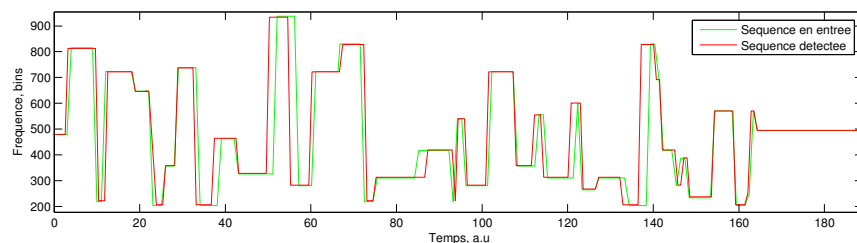


FIGURE 4.26 – Comparaison des séquences d'entrée et de sortie, capacité de poursuite des sauts de fréquence à 1 ms.

Le système de détection détermine ces valeurs de sauts, elles sont comparées à celle de l'entrée par la suite. La FIGURE 4.26 confirme que toutes les valeurs de fréquences ont été détectées avec succès. On note que les deux courbes ne sont pas tout à fait identiques, ceci est dû aux instructions du microprocesseur NIOS®II qui ne sont pas tout à fait temps-réel.

4.4.2.4.2 Performance à 100 μ s

La même séquence de sauts est utilisée avec une durée minimale de 100 μ s. Comme on le voit sur la FIGURE 4.27, la détection des valeurs de fréquence est entachée d'erreurs.

Certaines valeurs de fréquence ne sont pas détectées, cela signifie que le système a atteint ses limites en termes de rapidité.

■ **En résumé** – L'implantation matérielle et les tests grandeur nature ont montré que le système de détection reste sensible jusqu'à 1 ms, mais qu'en dessous de cette valeur, la détection des fréquences n'est plus fiable.

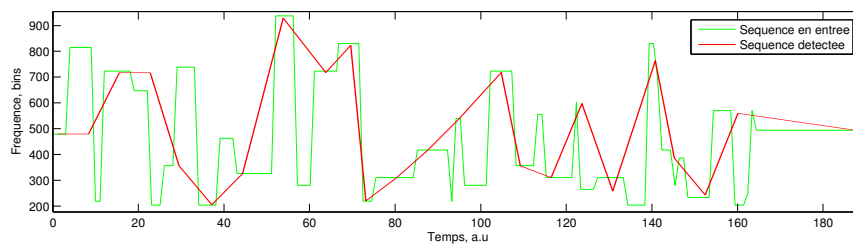


FIGURE 4.27 – Comparaison des séquences d'entrée et de sortie, capacité de poursuite des sauts de fréquence à 100 μ s.

CONCLUSION

Nous avons développé un système de détection des sauts de fréquence et de filtrage automatique, qui permet d'isoler les fréquences utiles à chaque instant, dans le but de les prémunir des *spurious* dûs aux traitements numériques et/ou toute fréquence parasite susceptible d'enfreindre les recommandations de la norme ETSI. Ce filtrage est conçu à la base pour l'amélioration du rendement des algorithmes de réduction d'écho radio-fréquence dans le cas du GSM900, son extension aux autres standards tels que le TETRA se résume au changement des paramètres du filtre actuel principalement ; les sélectivités, les puissances et la rapidité des sauts.

Le modèle actuel a montré son efficacité notamment en termes de dynamique, c'est-à-dire la capacité de détecter à la fois les signaux de très faible puissance (autour de -80 dBm) et ceux de forte puissance (autour de 0 dBm). Quant à la réactivité du système, la limite de détection est atteinte pour une période des sauts de 1 ms, plusieurs paramètres peuvent impacter la fiabilité de cette mesure, primo la méthode d'acquisition basée sur le transfert via un microprocesseur et secundo les protocoles de communication et la vitesse de transfert utilisés. Idéalement, il aurait fallu un microprocesseur avec une mémoire RAM suffisante pour pouvoir stocker toutes les données avant de les transférer.

L'objectif de l'entreprise partenaire n'étant pas de tester ce système dans ses moindres détails, nous avons décidé de le déployer tel qu'il est. En plus, plusieurs fonctions de ce système ont servi de support pour d'autres applications numériques, comme la détection de puissance et la réduction du facteur de crête.

PRÉ-DISTORSION DES SIGNAUX

Nous proposons une solution pour la correction des imperfections dues à l'électronique analogique à moindre coût, ces imperfections s'accroissant en présence des amplificateurs à fort gain. Dans ce chapitre, nous abordons les distorsions en amplitude et en phase. Faisant partie de la pré-distorsion en amplitude, le filtrage multi-bande s'est avéré d'un grand intérêt industriel, il est discuté dans ce chapitre ainsi que la combinaison de la pré-distorsion en amplitude et le filtrage multi-bande. D'autres combinaisons, et plusieurs outils tels que des interfaces homme-machine, des routines, et des protocoles de communication, ont été développés durant cette phase. Ils sont brièvement abordés en annexes.

Sommaire

5.1 Pré-distorsion en amplitude	167
5.1.1 Calcul théorique	168
5.1.1.1 Interpolation linéaire	168
5.1.1.2 Interpolation par Spline	169
5.1.2 Exemples de simulation	170
5.1.2.1 Interpolation linéaire	171
5.1.2.2 Interpolation par Spline	171
5.1.3 Résultats d'implémentation	172
5.2 Filtrage multi-bande	174
5.2.1 Calcul théorique	174
5.2.2 Exemple de simulation	175
5.2.3 Résultats d'implémentation	176
5.2.4 Filtrage multi-bande et pré-distorsion en amplitude	176
5.2.4.1 Solution mathématique	176
5.2.4.2 Solution matérielle	177
5.2.4.3 Résultats d'implémentation	177
5.3 Pré-distorsion en phase	178
5.3.1 Calcul théorique	179
5.3.1.1 Interpolation linéaire	179
5.3.1.2 Interpolation par Spline	179
5.3.2 Exemples de simulation	180
5.3.2.1 Interpolation linéaire	181
5.3.2.2 Interpolation par Spline	181
5.3.3 Résultats d'implémentation	181

NOTATIONS

Ci-dessous les notations utilisées dans le cadre de ce chapitre.

ν	fréquence
$H(j\nu)$	fonction de transfert
$A(\nu)$	amplitude de la fonction de transfert
$\Phi(\nu)$	phase de la fonction de transfert
I_ν	intervalle continu de fréquences
Ω_ν	ensemble discret de fréquences
α	amplification/atténuation du filtre
I_α	intervalle continu des amplifications/atténuations
Ω_α	ensemble discret des amplifications/atténuations
$\Omega_{\nu\alpha}$	ensemble discret de couples fréquences - amplifications/atténuations
M	cardinal de Ω_ν (le nombre de points d'interpolation)
\mathcal{F}_{Lin}	fonction d'interpolation linéaire
$\mathcal{F}_{\text{Spline}}$	fonction d'interpolation par Spline
$\mathbb{1}_I$	fonction indicatrice sur l'intervalle I
h	réponse impulsionnelle du filtre FIR (F inite I mpulse R esponse)
sinc	sinus cardinal défini par : $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$
N	nombre de bandes de fréquence (nombre d'intervalles I_ν)
φ	phase du filtre FIR
τ	temps de groupe défini par $\tau = -\frac{d}{d\omega}\varphi(\omega)$
$\Omega_{\nu\varphi}$	ensemble discret de couples fréquences - phases

Remarque

D'autres abréviations pourront être occasionnellement utilisées, elles seront définies localement dans le texte.

INTRODUCTION

RÉDUIRE les échos permet de faire fonctionner les amplificateurs à leur gain maximal, afin d'étendre la couverture le plus possible. Dans ces zones critiques de fonctionnement, d'autres problématiques dues aux imperfections de l'électronique sont alors accentuées, parmi lesquelles la distorsion due à la saturation de l'amplificateur. On distingue deux types de distorsions :

- Distorsions en amplitude : elles impactent le niveau de puissance à certaines fréquences.
- Distorsions en phase : elles se traduisent par un temps de groupe qui n'est pas constant en fonction de la fréquence.

Ces distorsions sont indésirables à cause de leurs effets, non seulement sur le contenu du signal, mais également sur les composants électroniques qui le traitent. Pour un équipement donné, ces distorsions n'évoluent pas dans le temps, en revanche elles peuvent varier d'un équipement à un autre. En d'autres termes, les distorsions sont propres au matériel. Par conséquent, la **pré-distorsion** est une solution simple et efficace pour les compenser. Elle consiste à introduire des distorsions opposées, en amont, à celles introduites par le système. Ainsi, les distorsions s'annulent en ramenant le signal à sa forme initiale recherchée.

Les distorsions peuvent se compenser par des solutions analogiques ; elles sont dans la plupart des cas destinées à une distorsion donnée. Si celle-ci change (en changeant le matériel), une nouvelle solution s'impose. Ce qui fait de ces techniques analogiques des solutions rigides et coûteuses.

Le traitement numérique est une solution souple et peu coûteuse. À cet effet, nous avons proposé une solution efficace, afin de palier ces distorsions d'amplitude et de phase, basée seulement sur un calcul mathématique et une structure d'un filtre de type FIR. Grâce à cette solution, il suffit d'une configuration logicielle pour chaque nouvelle distorsion.

Les filtres FIRs sont connus pour leur phase linéaire, c'est-à-dire un temps de groupe constant, et leur gain nul, comme le montre la FIGURE 5.1. La fonction de transfert de ces filtres normalisés est exprimée par l'équation (5.1) :

$$H(f) = A(f) \exp(j\Phi(f)), \quad (5.1)$$

avec :

$$\begin{cases} A(f) = 1 \\ \Phi(f) = -2\pi f. \end{cases} \quad (5.2)$$

Le filtre de pré-distorsion satisfait une spécification en amplitude et en phase en fonction de la fréquence, comme le montre la courbe rouge de la FIGURE 5.1. Cette spécification revient à considérer l'amplitude et la phase, dans l'équation (5.2), comme des interpolations des couples fréquence - amplitude et fréquence - phase. À partir de cette interpolation et de l'expression (5.1), la réponse impulsionnelle de ce filtre est calculée par Transformée de FOURIER Inverse. Nous exposons ci-dessous la méthode basée sur l'interpolation linéaire, puis celle basée sur l'interpolation par Spline.

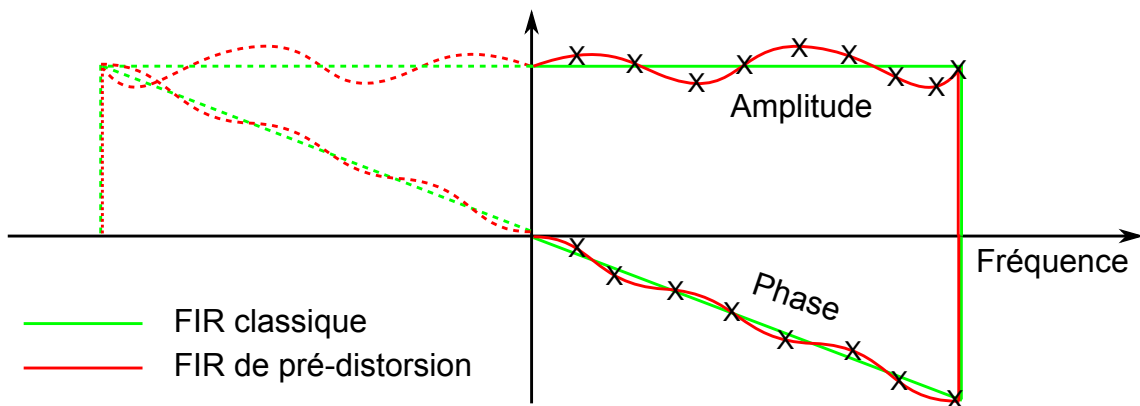


FIGURE 5.1 – Pré-distorsion en amplitude et pré-distorsion en phase par filtre FIR.

5.1/ PRÉ-DISTORSION EN AMPLITUDE

Les signaux large bande sont censés avoir une amplitude constante¹ dans la bande de fréquences qui leur est réservée, comme illustré par la FIGURE 5.2 (1). Dans la deuxième partie de cette figure, le signal a subi des distorsions en amplitude, qui se traduisent par des variations manifestes du niveau de puissance aux fréquences allant de 25 MHz à 35 MHz.

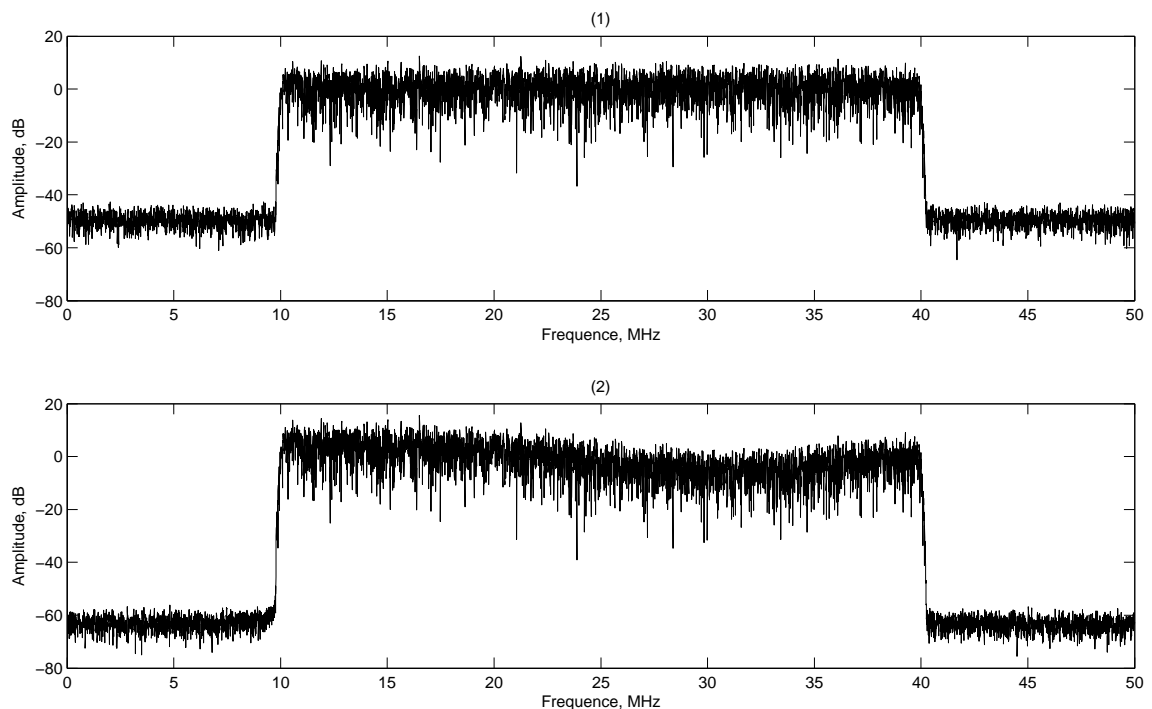


FIGURE 5.2 – Exemple de pré-distorsion en amplitude d'un signal large bande.

L'objectif de la pré-distorsion en amplitude est d'appliquer une distorsion à l'entrée afin d'anticiper celle due au système, dans le but de "ramener" l'amplitude du signal à sa forme originale telle que le montre la FIGURE 5.2 (1).

1. En dehors des fluctuations dues à la modulation et au bruit.

Pour ce faire, on définit un ensemble de fréquences auquel on associe des amplifications/atténuations ; la résolution de cet ensemble de fréquences dépend de la nature de distorsion ainsi que de la précision de correction recherchée.

La pré-distorsion est basée sur la synthèse de coefficients par la méthode de la fenêtre (cf. Annexe A) , lesquels sont transférés sur une structure transversale d'un filtre de type FIR. Le calcul de ces coefficients utilise l'interpolation linéaire ou par Spline, comme nous le verrons dans la section suivante.

5.1.1/ CALCUL THÉORIQUE

Soient $I_\nu = [\nu_1, \nu_{M+1}]$ un intervalle représentant une large bande de fréquences et Ω_ν une subdivision régulière croissante de cet intervalle, c'est-à-dire :

$$\Omega_\nu = \{\nu_i \in I_\nu, \nu_i < \nu_{i+1}\}_{i=1, \dots, M}. \quad (5.3)$$

Soient $I_\alpha = [\alpha_1, \alpha_{M+1}]$ l'intervalle des amplifications² et Ω_α une subdivision quelconque de cet intervalle, c'est-à-dire :

$$\Omega_\alpha = \{\alpha_i \in I_\alpha\}_{i=1, \dots, M}. \quad (5.4)$$

Soit $\Omega_{\nu\alpha}$ l'ensemble produit des deux ensembles Ω_ν et Ω_α , c'est-à-dire :

$$\Omega_{\nu\alpha} = \{p_i = (\nu_i, \alpha_i), \nu_i \in \Omega_\nu, \alpha_i \in \Omega_\alpha\}_{i=1, \dots, M}. \quad (5.5)$$

5.1.1.1/ INTERPOLATION LINÉAIRE

L'interpolation linéaire (cf. Annexe A) de l'ensemble $\Omega_{\nu\alpha}$ peut être exprimée sous la forme :

$$\mathcal{F}_{\text{Lin}}(\nu) = \sum_{i=1}^M \mathbb{1}_{[\nu_i, \nu_{i+1}]}(\nu) \mathcal{P}_i(\nu), \quad (5.6)$$

où $\mathbb{1}_{[\nu_i, \nu_{i+1}]}(\nu)$ est la fonction indicatrice de l'intervalle $[\nu_i, \nu_{i+1}]$ et \mathcal{P}_i est le polynôme d'ordre 1 interpolant les points p_i et p_{i+1} , c'est-à-dire :

$$\mathcal{P}_i(\nu) = a_i \nu + b_i, \quad (5.7)$$

tels que a_i et b_i sont définis par :

$$\begin{cases} a_i = \frac{\alpha_{i+1} - \alpha_i}{\nu_{i+1} - \nu_i} \\ b_i = \alpha_i - a_i \nu_i. \end{cases} \quad (5.8)$$

La réponse impulsionnelle h se calcule par la Transformée de FOURIER Inverse de \mathcal{F}_{Lin} prolongée par parité sur \mathbb{R} , c'est-à-dire :

2. Le terme amplification désigne également l'atténuation dans ce contexte.

$$\begin{aligned}
h(t) &= \int_{\mathbb{R}} \mathcal{F}_{\text{Lin}}(\nu) \exp(j2\pi\nu t) d\nu \\
&= \int_{\mathbb{R}} \sum_{i=1}^M \mathbb{1}_{[\nu_i, \nu_{i+1}]}(\nu) \mathcal{P}_i(\nu) \exp(j2\pi\nu t) d\nu
\end{aligned} \tag{5.9}$$

Sachant que si $\alpha, \beta, x \in \mathbb{R}$, alors :

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} \exp(j\beta x) dx = 2 \int_0^{+\alpha} \cos(\beta x) dx. \tag{5.10}$$

Ainsi :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^M \int_{\nu_i}^{\nu_{i+1}} \mathcal{P}_i(\nu) \cos(2\pi\nu t) d\nu. \tag{5.11}$$

Après calculs (cf. Annexe A) :

$$\begin{aligned}
h(t) &= 2 \sum_{i=1}^N \left(\left(\nu_i^2 (\text{sinc}(\nu_i t))^2 - 2\nu_i^2 \text{sinc}(2\nu_i t) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + 2\nu_{i+1}^2 \text{sinc}(2\nu_{i+1} t) - \nu_{i+1}^2 (\text{sinc}(\nu_{i+1} t))^2 \right) a_i \right. \\
&\quad \left. + 2(\nu_{i+1} \text{sinc}(\nu_{i+1} t) - 2\nu_i \text{sinc}(2\nu_i t)) b_i \right).
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Nous pouvons considérer que l'équation (5.12) est la généralisation, par interpolation linéaire, des formules des filtres FIRs couramment utilisés (passe-bas, passe-bande, passe-haut, passe-tout et coupe-bande.). En effet, pour obtenir la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas, il suffit de considérer l'expression (5.12) dans le cas particulier :

$$M = 1, \nu_1 = 0, \nu_2 = f_c, \alpha_1 = \alpha_2 = 1,$$

ce qui conduit à :

$$\begin{cases} a_1 = 0 \\ b_1 = 1, \end{cases}$$

et

$$h(t) = 2f_c \text{sinc}(2f_c t),$$

ainsi, on obtient la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure f_c .

5.1.1.2/ INTERPOLATION PAR SPLINE

L'interpolation linéaire est considérée comme un cas particulier de l'interpolation par Spline (d'ordre 1). Elle est suffisante dans le cas de faible sélectivité. Son inconvénient réside dans la non-dérivabilité aux points d'interpolation, ce qui se traduit par des irrégularités au niveau de la réponse en amplitude et en phase du filtre correcteur.

L'interpolation par Spline cubique permet d'avoir la continuité de la première et de la deuxième dérivée, à la fois sur les intervalles et les points d'interpolation. Cela donne

une fonction d'interpolation plus "lisse", et par conséquent une réponse du filtre plus régulière.

L'interpolation par Spline cubique (cf. Annexe A) de l'ensemble $\Omega_{v\alpha}$ s'exprime sous la forme :

$$\mathcal{F}_{\text{Spline}}(v) = \sum_{i=1}^M \mathbb{1}_{[v_i, v_{i+1}]}(v) S_i(v), \quad (5.13)$$

où S_i est la Spline d'ordre 3 sur l'intervalle $[v_i, v_{i+1}]$ prolongée par parité sur \mathbb{R} , telle que :

$$S_i(v) = a_i v^3 + b_i v^2 + c_i v + d_i, \quad (5.14)$$

a_i, b_i, c_i, d_i sont des coefficients à déterminer.

Comme dans le cas de l'interpolation linéaire, la réponse impulsionnelle h se calcule par la Transformée de FOURIER Inverse de $\mathcal{F}_{\text{Spline}}$, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} h(t) &= \int_{\mathbb{R}} \mathcal{F}_{\text{Spline}}(v) \exp(j2\pi vt) dv \\ &= \int_{\mathbb{R}} \sum_{i=1}^M \mathbb{1}_{[v_i, v_{i+1}]}(v) S_i(v) \exp(j2\pi vt) dv \\ &= 2 \sum_{i=1}^M \int_{v_i}^{v_{i+1}} S_i(v) \cos(2\pi vt) dv. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Après calculs (cf. Annexe A) :

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{\pi^2 t^2} \sum_{i=1}^M \left(\left[-3v_i^2 (\text{sinc}(v_i t))^2 - 4v_i^4 \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 + 6v_i^2 \text{sinc}(2v_i t) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 6v_{i+1}^4 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \pi^2 t^2 - 6v_{i+1}^2 \text{sinc}(2v_{i+1} t) + 4v_{i+1}^4 \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 6v_i^4 (\text{sinc}(v_i t))^2 \pi^2 t^2 - 3v_i^2 + 3v_{i+1}^2 + 3v_{i+1}^2 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \right] a_i \right. \\ &\quad \left. + \left[-2v_{i+1} \text{sinc}(2v_{i+1} t) + 4v_{i+1}^3 \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 4v_{i+1}^3 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \pi^2 t^2 - 4v_i^3 \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 4v_i^3 (\text{sinc}(v_i t))^2 \pi^2 t^2 + 2v_{i+1} - 2v_i + 2v_i \text{sinc}(2v_i t) \right] b_i \right. \\ &\quad \left. + \left[4v_{i+1}^2 \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 - 2v_{i+1}^2 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \pi^2 t^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 2v_i^2 (\text{sinc}(v_i t))^2 \pi^2 t^2 - 4v_i^2 \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 \right] c_i \right. \\ &\quad \left. + \left[-4v_i \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 + 4v_{i+1} \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 \right] d_i \right). \end{aligned} \quad (5.16)$$

5.1.2/ EXEMPLES DE SIMULATION

Avant d'implémenter ces résultats sur la cible FPGA (Field-Programmable Gate Array), nous avons vérifié les formules mathématiques par de nombreuses simulations. Dans cette partie, nous exposons deux exemples d'interpolation : linéaire et par Spline.

5.1.2.1/ INTERPOLATION LINÉAIRE

En utilisant l'équation (5.12) dans le cas particulier de pré-distorsion par interpolation linéaire :

- $\Omega_\nu = \{10, 15, 20, 25, 30, 35, 40\}$.
- $\Omega_\alpha = \{4, 2, 5, 1, 8, 2, 5\}$.

La FIGURE 5.3 (1) représente la réponse en fréquence du filtre de pré-distorsion en amplitude. Ce filtre est d'ordre 100. Rappelons qu'un ordre élevé garantit une meilleure sélectivité aux bords de bande, mais nécessite plus de ressources matérielles, ainsi qu'un temps de traitement plus élevé.

L'erreur absolue entre le modèle théorique et la synthèse est montré dans la FIGURE 5.3 (2). Comme on peut le voir, l'erreur est importante aux bords de bande et aux points d'interpolation, l'ordre du filtre contribuant à sa diminution.

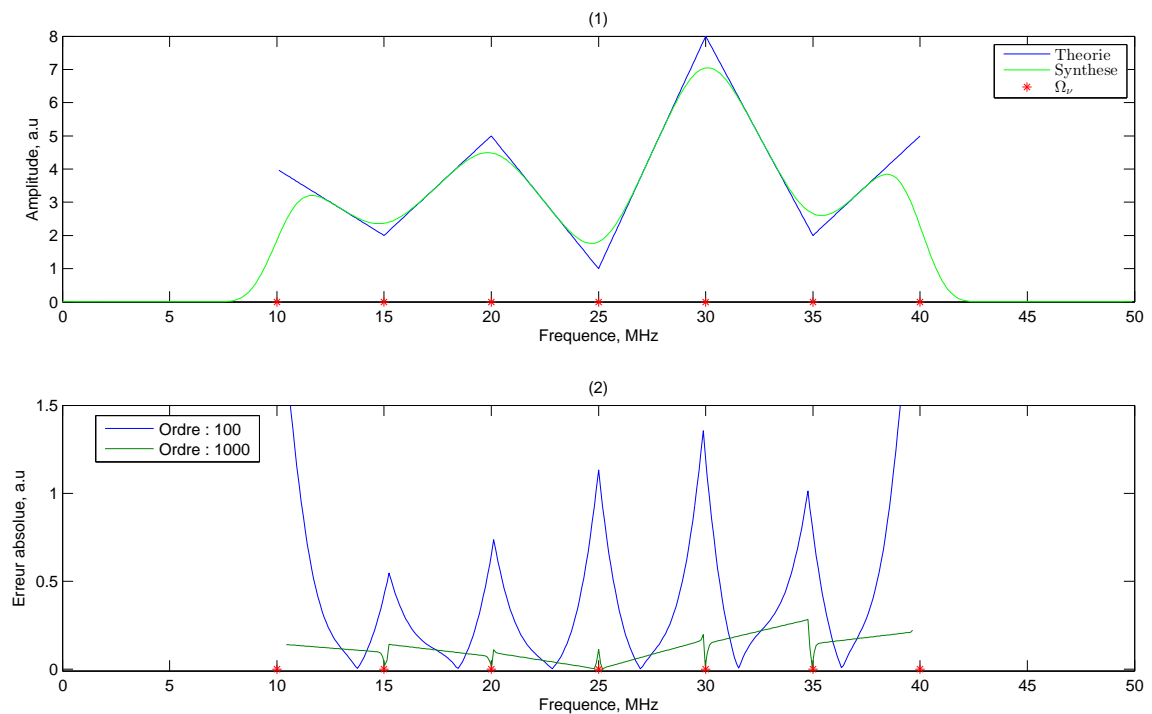


FIGURE 5.3 – Pré-distorsion en amplitude par interpolation linéaire.

La limitation de l'ordre du filtre peut être considérée comme un lissage dans le domaine fréquentiel. Sauf aux bords de la bande, cet effet est avantageux, car les distorsions dues aux répéteurs sont de la même nature ; on peut se limiter à l'interpolation linéaire s'il s'agit d'une pré-distorsion en amplitude seulement. En pratique, on cherche un compromis entre l'ordre du filtre, la sélectivité aux bords de la bande et les erreurs aux points d'interpolation.

5.1.2.2/ INTERPOLATION PAR SPLINE

L'interpolation linéaire nécessite beaucoup de points d'interpolation, si l'ordre du filtre est élevé et que l'on cherche une pré-distorsion assez précise, l'interpolation par Spline est une meilleure approche.

En utilisant l'équation (5.16) dans le cas particulier de pré-distorsion par interpolation par Spline :

- $\Omega_v = \{10, 15, 20, 25, 30, 35, 40\}$.
- $\Omega_\alpha = \{10, 20, 15, 10, 40, 20, 10\}$.

La fonction `csaps` de MATLAB® permet de déterminer les coefficients de la Spline. La FIGURE 5.4 illustre la différence entre la synthèse de filtre par interpolation linéaire et la synthèse par interpolation par Spline pour un même ordre (1000). La sélectivité aux bords de la bande est préservée tout en ayant une réponse en amplitude plus "lisse" en fonction des fréquences.

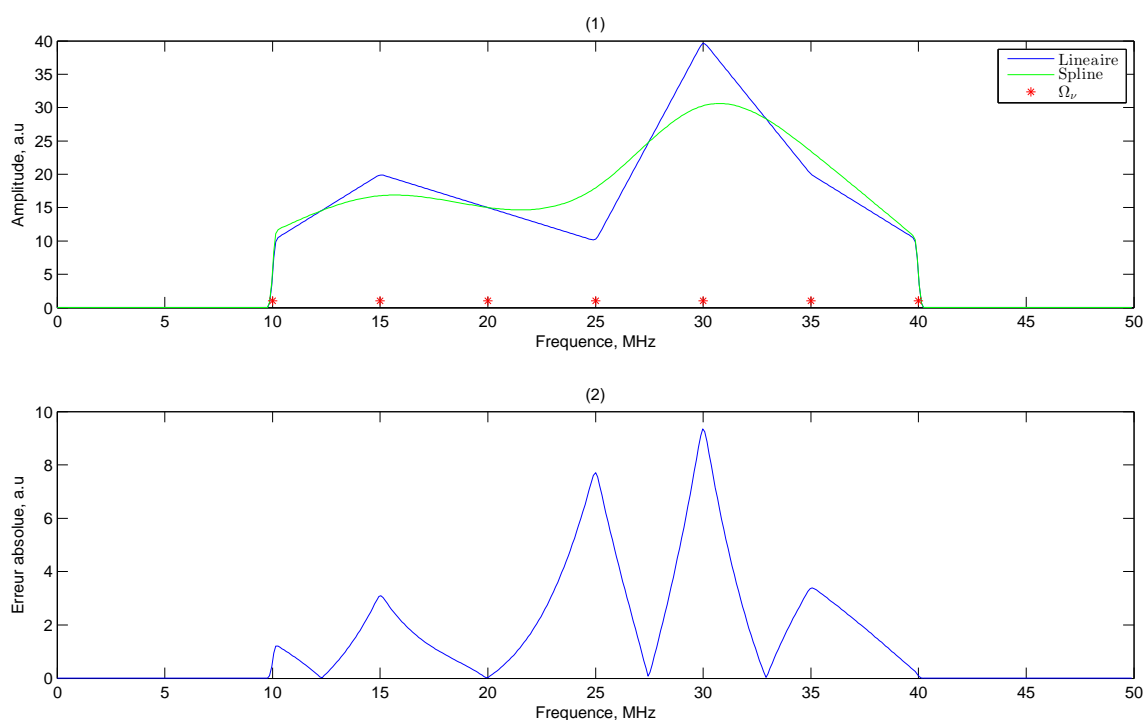


FIGURE 5.4 – Filtre correcteur d'ordre 1000, comparaison entre interpolation linéaire et interpolation par Spline.

L'erreur absolue, montrée dans la FIGURE 5.4 (2), est plus importante aux points d'interpolation. Malgré sa complexité relativement élevée par rapport à l'interpolation linéaire, l'interpolation par Spline reste une meilleure solution pour la pré-distorsion en amplitude, elle est indispensable dans le cas de correction en phase (cf. section 5.3).

5.1.3/ RÉSULTATS D'IMPLÉMENTATION

L'implémentation matérielle de la pré-distorsion a nécessité une architecture de filtre FIR sur FPGA à laquelle nous avons associé un microprocesseur NIOS®II, un protocole de communication et une interface homme-machine. Grâce à ce système, la pré-distorsion est rendue générique et applicable "immédiatement" à n'importe quelle distorsion (répéteur). Ce système est commun avec d'autres solutions numériques, nous le discuterons en annexes.

Ici, nous présentons deux cas de pré-distorsion en amplitude, illustrés par les captures d'écran d'un analyseur de spectre, montré par la FIGURE 5.5. Les résultats sont assez

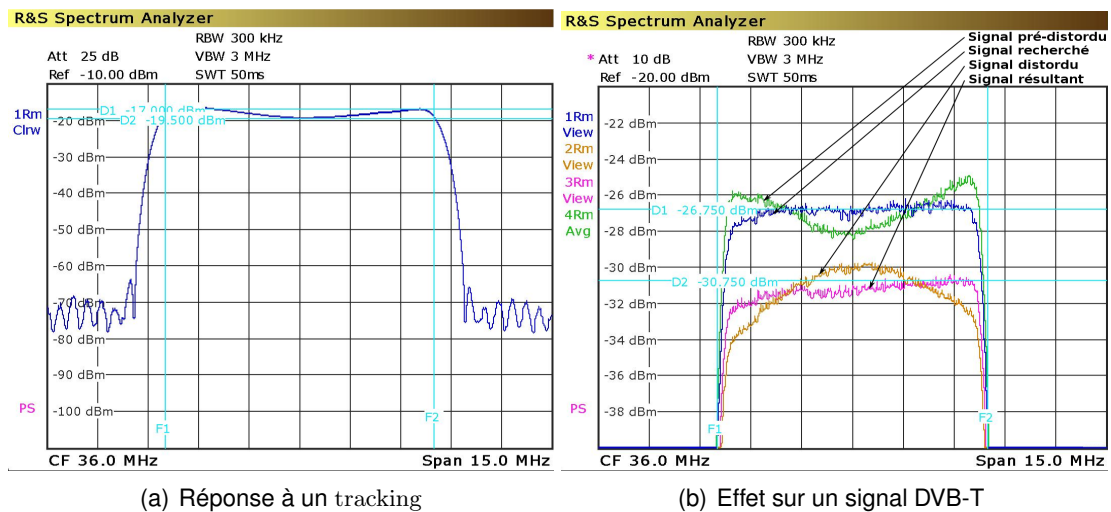


FIGURE 5.5 – Application sur un signal DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial).

fidèles à ceux trouvés en simulation.

Dans la FIGURE 5.5(a), nous avons excité le système de pré-distorsion en amplitude par un tracking, c'est-à-dire un signal balayant toutes les fréquences, cette manipulation a été effectuée par un filtre FIR d'ordre 256, symétrique avec une fenêtre de HAMMING pour les fréquences d'interpolation $\Omega_v = \{32, 34, 36, 38, 40\}$ MHz associées aux gains $\Omega_\alpha = \{2, 1, 0, 1, 2\}$ dB. Comme le montre cette figure, l'écart entre le maximum et le minimum de puissance dans cette bande est égal à 2 dB.

Dans la FIGURE 5.5(b), nous avons appliqué la pré-distorsion en amplitude sur un signal DVB-T distordu. Dans cette figure, l'amplitude du signal est volontairement amplifiée afin de pouvoir distinguer le signal recherché du signal résultant.

- Le signal pré-distordu est le résultat du système lorsqu'il reçoit un signal DVB-T n'ayant aucune déformation.
- Le signal recherché est celui provenant du générateur n'ayant subi aucune distorsion (idéal).
- Le signal distordu (déformé) est celui ayant traversé les systèmes électroniques et subi les distorsions³.
- Le signal résultant est la sortie du système dont l'entrée est un signal déformé.

Comme nous pouvons le voir dans cette figure, le résultat de la pré-distorsion en amplitude est assez proches du signal recherché.

■ **En résumé** – L'approche théorique, la simulation et l'implémentation de la pré-distorsion en amplitude permettent d'apporter une correction de l'ordre du décibel, ce qui satisfait pleinement les attentes de l'entreprise partenaire. Les résultats de pré-distorsion utilisant les Splines comme méthode d'interpolation sont assez proches de la méthode linéaire pour des ordres de filtres FIRs peu élevés. Les Splines se montrent plus efficaces pour un ordre supérieur des FIRs. De plus, elle n'impactent pas le temps de groupe, comme nous le verrons dans la section 5.3.

3. Ces distorsions peuvent être émuloées par un outil logiciel fourni par le fabricant du générateur.

5.2/ FILTRAGE MULTI-BANDE

Les répéteurs de multi-opérateurs sont souvent confrontés aux problèmes de sélection de bandes, cette sélection dépendant de l'environnement dans lequel le répéteur est installé. De plus, ces bandes n'ont pas les mêmes puissances, en fonction de la distance par rapport à la BTS (Base Transceiver Station). Pour plus de maniabilité des répéteurs, la sélection des canaux doit être facilement reconfigurable. La solution de traitement numérique semble la voie la plus appropriée.

On recherche la réponse impulsionnelle d'un filtre FIR ayant les caractéristiques fréquentielles montrées dans la FIGURE 5.6.

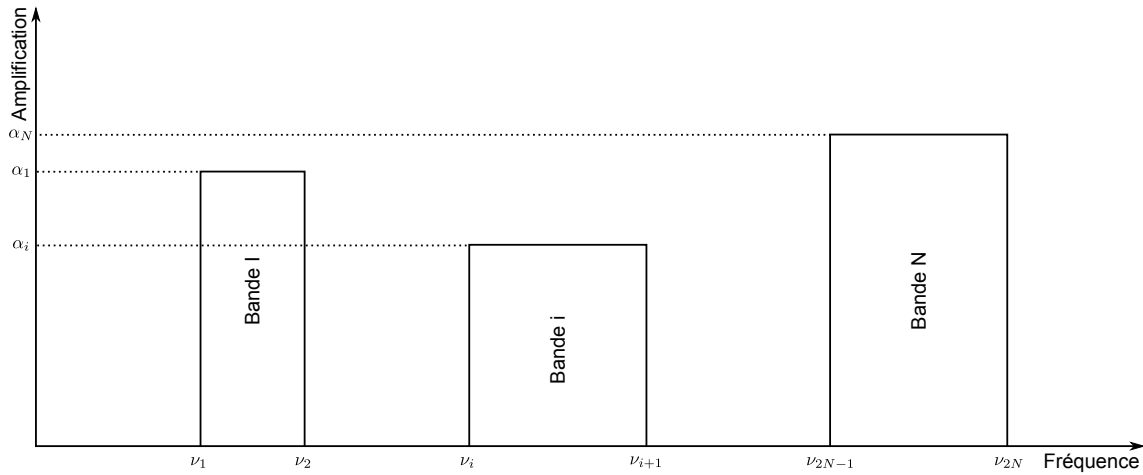


FIGURE 5.6 – Concept du filtre multi-bande, avec ajustement des puissances.

Dans le domaine des fréquences, le filtre recherché doit satisfaire une phase linéaire et une amplitude définie selon l'expression (5.17)

$$A(\nu) = \begin{cases} \alpha_i & \text{si } \nu \in [\nu_{2i-1}, \nu_{2i}]_{i=1,\dots,N} \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (5.17)$$

Le calcul de la Transformée de FOURIER Inverse de cette spécification conduit à la réponse impulsionnelle associée à ce filtre.

5.2.1/ CALCUL THÉORIQUE

Soient N intervalles de fréquences délimités par les fréquences croissantes ν_i , tels que les intervalles de fréquences I_α^i sont définis par $I_\alpha^i = [\nu_{2i-1}, \nu_{2i}]_{i=1,\dots,N}$. À chacun de ces intervalles, on associe une amplification/atténuation α_i .

La réponse impulsionnelle du filtre multi-bande, telle que montrée dans la FIGURE 5.6, se déduit à partir de l'expression (5.12) du paragraphe 5.1.1.1, dans le cas particulier :

$$\begin{cases} a_i = 0 \\ b_i = \alpha_i, \end{cases}$$

donc :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^N \alpha_i \left(v_{2i} \text{sinc}(2v_{2i}t) - v_{2i-1} \text{sinc}(2v_{2i-1}t) \right) \quad (5.18)$$

En choisissant un fenêtrage approprié, cette réponse impulsionnelle permet de générer un filtre multi-bande, ajustable en gain et en fréquence.

5.2.2/ EXEMPLE DE SIMULATION

Soit à filtrer les trois bandes de fréquences $I_\alpha^1 = [5, 8]$, $I_\alpha^2 = [15, 25]$, $I_\alpha^3 = [35, 45]$ MHz. À ces bandes, on associe les gains 10, 0, 20 dB respectivement. L'application de l'équation (5.18), à la fréquence d'échantillonnage $f_s = 100$ MHz, permet de générer les coefficients du filtre recherché. La FIGURE 5.7 montre la réponse en fréquence de ce filtre, à l'ordre 1000. Dans la FIGURE 5.7 (1), on voit l'effet du fenêtrage sur la dynamique en gain du filtre. Des essais ont montré que la fenêtre de BLACKMAN reste le meilleur compromis entre sélectivité et dynamique.

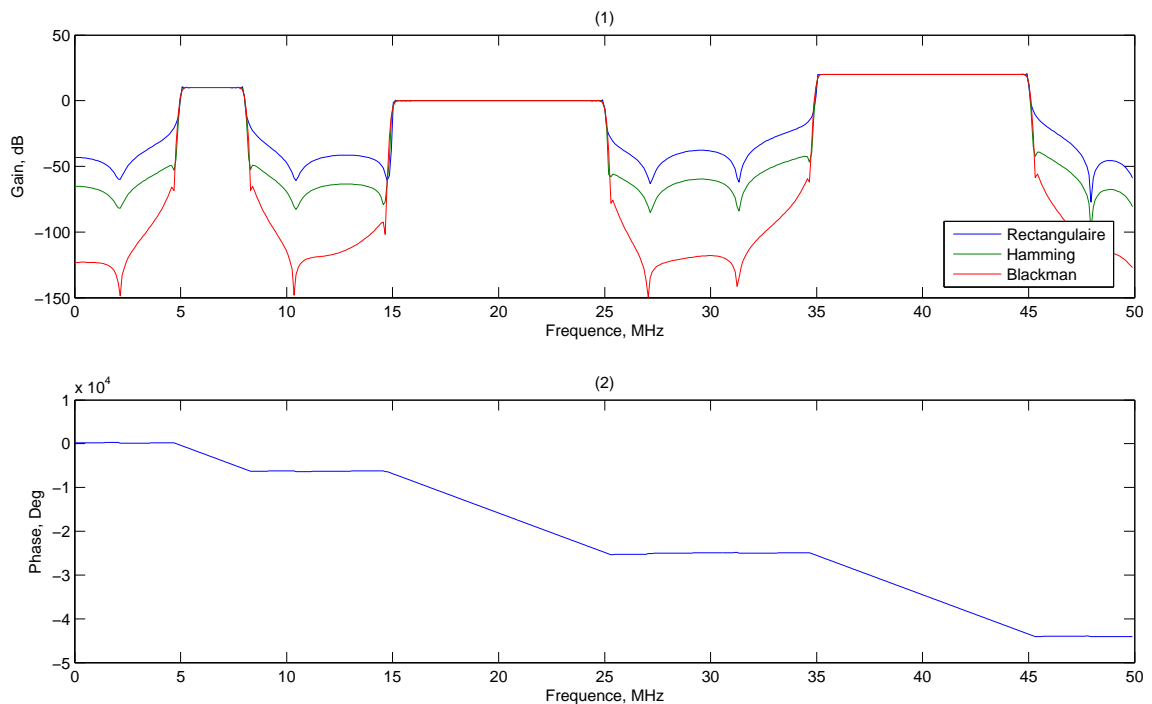


FIGURE 5.7 – Exemple de synthèse d'un filtre multi-bande avec gain ajustable.

La FIGURE 5.7 (2) montre que ce filtre préserve une phase linéaire par bande. D'autres méthodes de synthèse de filtre peuvent être utilisées pour optimiser la sélectivité et la dynamique ; parmi ces méthodes, on rappelle celles couramment utilisées :

1. Ondulations égales.
2. Moindres carrés.
3. Maximalement plat.

Par ailleurs, il est aisément démontrable que la réponse impulsionnelle d'un filtre multi-bande est la somme des réponses impulsionnelles de chaque bande.

5.2.3/ RÉSULTATS D'IMPLÉMENTATION

L'implémentation matérielle du filtre multi-bande est similaire à celle de la pré-distorsion, c'est-à-dire qu'elle nécessite une architecture de filtre FIR associée avec un microprocesseur NIOS®II, un protocole de communication et une interface homme-machine. Comme la pré-distorsion, le filtre multi-bande est générique et instantanément reconfigurable.

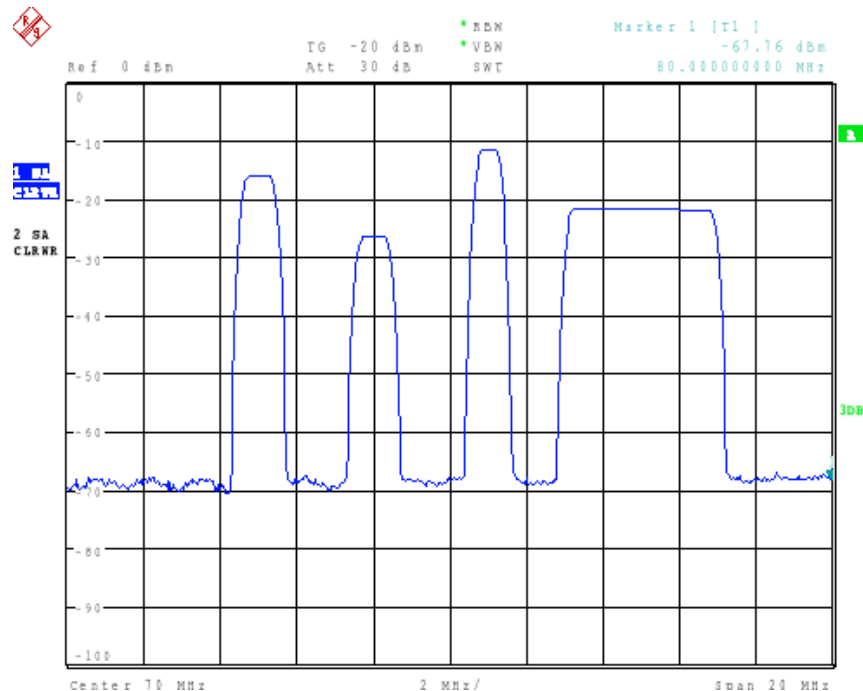


FIGURE 5.8 – Exemple de résultat expérimental d'un filtre multi-bande, aux gains variables.

La FIGURE 5.8 montre un exemple de filtre 4 bandes, dont le FIR est d'ordre 512. Le gain de ce filtre multi-bande varie d'une bande à l'autre. On note que cette technique de filtrage multi-bande permet de réaliser tous les types de filtres couramment utilisés, c'est-à-dire : passe-bas, passe-bande, passe-haut et passe-tout. Les gains par bande opératoires sont contrôlés par la même technique.

5.2.4/ FILTRAGE MULTI-BANDE ET PRÉ-DISTORSION EN AMPLITUDE

Souvent, les contraintes du filtrage multi-bande et de la pré-distorsion en amplitude se cumulent, la FIGURE 5.9 en illustre un exemple.

Deux solutions de filtrage sont possibles.

5.2.4.1/ SOLUTION MATHÉMATIQUE

En supposant que le filtrage multi-bande soit un cas particulier de la pré-distorsion en amplitude, cela conduit à considérer les coefficients α nuls dans la bande atténuée. Sous ces hypothèses, les formules démontrées dans la section 5.1 permettent de réaliser un filtre multi-bande et de pré-distorsion en amplitude à la fois. Cette méthode a l'avantage

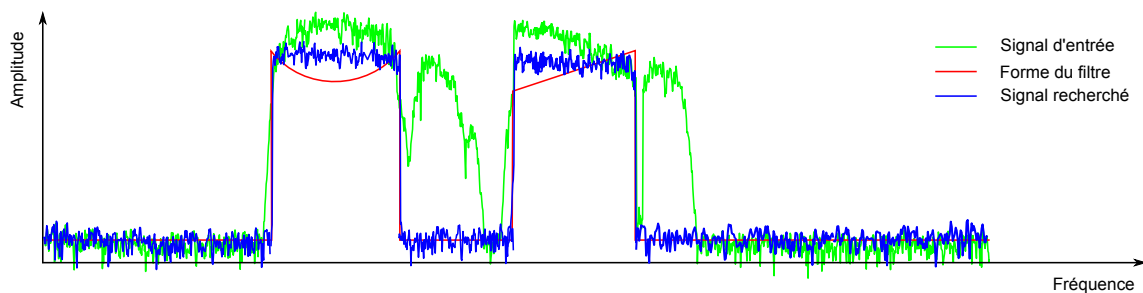


FIGURE 5.9 – Concept du filtre de pré-distorsion en amplitude associé à un filtrage multi-bande.

de ne nécessiter qu'une seule structure matérielle, son inconvénient réside dans la complexité des calculs et dans le fait que tout changement de bande implique un nouveau calcul de pré-distorsion en amplitude, et qu'inversement, tout changement de matériel (répéteur) implique le re-calcul du filtre multi-bande.

5.2.4.2/ SOLUTION MATÉRIELLE

Cette solution se réalise par la cascade du filtre multi-bande et celui de la pré-distorsion en amplitude indépendamment l'un de l'autre. Cette technique a l'inconvénient de nécessiter deux structures matérielles de filtres, son avantage est l'indépendance entre ces deux contraintes.

5.2.4.3/ RÉSULTATS D'IMPLÉMENTATION

Nous avons réalisé un système de filtrage multi-bande et pré-distorsion en amplitude par la solution matérielle, c'est-à-dire la cascade de deux filtres d'ordre 256.

La FIGURE 5.10 est une capture d'écran montrant la réponse du système à un tracking.

■ **En résumé** – Le filtrage multi-bande est réalisé par extension de la pré-distorsion en amplitude, ainsi il est possible de :

1. Réaliser les 4 types de filtrage.
2. Filtrer une ou plusieurs bandes simultanément.
3. Ajuster les bandes en gain indépendamment les unes des autres.
4. Effectuer une pré-distorsion en amplitude et un filtrage multi-bande simultanément.

Cette application s'est avérée d'un grand intérêt pour l'entreprise partenaire.

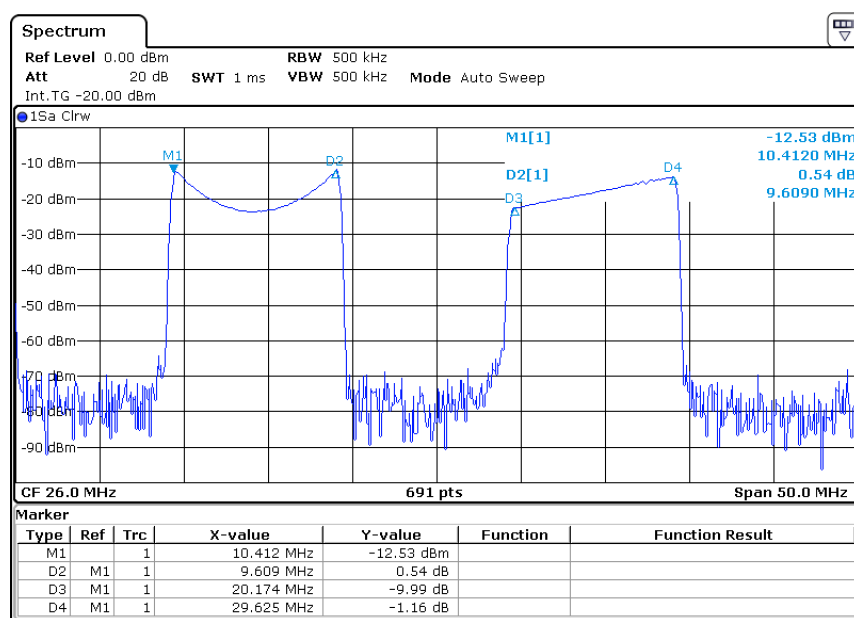


FIGURE 5.10 – Allure du signal de sortie d'un filtrage multi-bande associé à la pré-distorsion en amplitude, excité en entrée par un signal de type tracking.

5.3/ PRÉ-DISTORSION EN PHASE

Normalement, les signaux large bande ont une phase constante quelles que soient les fréquences, mais il arrive que les répéteurs introduisent des distorsions en phase sur le signal à traiter, ce scénario étant représenté par la FIGURE 5.11.

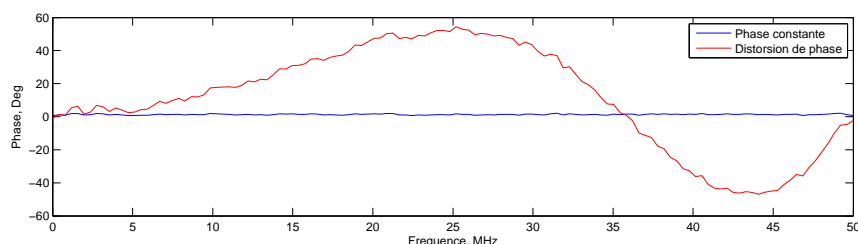


FIGURE 5.11 – Distorsion en phase d'un signal large bande.

L'objectif de la pré-distorsion en phase est d'appliquer une distorsion à l'entrée afin d'anticiper celle due au système, dans le but de "ramener" la phase du signal à sa forme originale.

Pour ce faire, on définit un ensemble de fréquences auquel on associe des déformations en phase (ou en temps de groupe), la résolution de cet ensemble de fréquences dépend de la nature de la distorsion ainsi que de la précision de correction recherchée.

Comme pour la pré-distorsion en amplitude, la pré-distorsion est basée sur la synthèse de coefficients par la méthode de la fenêtre, ces coefficients sont transférés sur une structure transversale d'un filtre de type FIR. Le calcul de ces coefficients utilise l'interpolation linéaire et par Spline.

5.3.1/ CALCUL THÉORIQUE

Considérons les hypothèses de la sous-section 5.1.1, avec $I_\varphi = [\varphi_1, \varphi_{M+1}]$ l'intervalle des phases supposées croissantes et Ω_φ une subdivision quelconque de cet intervalle, c'est-à-dire :

$$\Omega_\varphi = \{\varphi_i \in I_\varphi\}_{i=1,\dots,M}. \quad (5.19)$$

Soit $\Omega_{v\varphi}$ l'ensemble produit des deux ensembles Ω_v et Ω_φ , c'est-à-dire :

$$\Omega_{v\varphi} = \{p_i = (v_i, \varphi_i), v_i \in \Omega_v, \varphi_i \in \Omega_\varphi\}_{i=1,\dots,M}. \quad (5.20)$$

5.3.1.1/ INTERPOLATION LINÉAIRE

L'interpolation linéaire de l'ensemble $\Omega_{v\varphi}$ est exprimée par les équations (5.6) et (5.7), tels que a_i et b_i sont définis par :

$$\begin{cases} a_i = \frac{\varphi_{i+1} - \varphi_i}{v_{i+1} - v_i} \\ b_i = \varphi_i - a_i v_i. \end{cases} \quad (5.21)$$

La réponse impulsionnelle h se calcule par la Transformée de FOURIER Inverse de \mathcal{F}_{Lin} prolongée par parité sur \mathbb{R} , c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} h(t) &= \int_{\mathbb{R}} \exp(-j\mathcal{F}_{\text{Lin}}(v)) \exp(j2\pi vt) dv \\ &= \int_{\mathbb{R}} \sum_{i=1}^M \mathbb{I}_{[v_i, v_{i+1}]}(v) \exp(\mathcal{P}_i(v)) \exp(j2\pi vt) dv \\ &= 2 \sum_{i=1}^M \int_{v_i}^{v_{i+1}} \cos(2\pi vt - \mathcal{P}_i(v)) dv. \end{aligned} \quad (5.22)$$

Après calculs (cf. Annexe A) :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^M \left(\frac{\sin(2\pi v_{i+1}t - a_i v_{i+1} - b_i) - \sin(2\pi v_i t - a_i v_i - b_i)}{2\pi t - a_i} \right) \quad (5.23)$$

5.3.1.2/ INTERPOLATION PAR SPLINE

Comme dans le cas de l'interpolation linéaire, l'interpolation par Spline cubique de l'ensemble $\Omega_{v\varphi}$ est exprimée par l'équation (5.13), et la réponse impulsionnelle h se calcule par la Transformée de FOURIER Inverse de $\mathcal{F}_{\text{Spline}}$ rendue paire par prolongement sur \mathbb{R} , c'est-à-dire :

**Remarque**

En pratique, nous utilisons les Splines d'ordre 2 pour des raisons de complexité calculatoire.

$$\begin{aligned}
h(t) &= \int_{\mathbb{R}} \exp(-j\mathcal{F}_{\text{Spline}}(v)) \exp(j2\pi vt) dv \\
&= \int_{\mathbb{R}} \sum_{i=1}^M \exp(j(2\pi vt - \mathbb{1}_{[v_i, v_{i+1}]}(v) S_i(v))) dv \\
&= \sum_{i=1}^M \int_{v_i}^{v_{i+1}} \cos(2\pi vt - S_i(v)) dv.
\end{aligned} \tag{5.24}$$

Le calcul explicite de l'expression (5.24) est laborieux dans le cas de Spline cubique. Nous nous limitons aux Spline d'ordre 2. Après calculs (cf. Annexe A) :

$$\begin{aligned}
h(t) &= \sum_{i=2}^M \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_{i-1}}} \left[\cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-a_{i-1} f_{i-2} + \pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \right. \\
&\quad + \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_{i-1} f_{i-2} + 2\pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \\
&\quad - \cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_{i-1} f_{i-1} + 2\pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \\
&\quad \left. - \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_{i-1} f_{i-1} + 2\pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \right] \\
&\quad + \sum_{i=2}^M \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_i}} \left[\cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_{i-1} + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \right. \\
&\quad + \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_{i-1} + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \\
&\quad - \cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_i + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \\
&\quad \left. - \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_i + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \right],
\end{aligned} \tag{5.25}$$

telles que C et S sont les fonctions spéciales de FRESNEL définies par les intégrales impropres et les développements en séries entières associées :

$$\begin{cases} \mathcal{S}(x) = \int_0^x \sin(t^2) dt = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{x^{4n+3}}{(2n+1)!(4n+3)}, \\ \mathcal{C}(x) = \int_0^x \cos(t^2) dt = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{x^{4n+1}}{(2n)!(4n+1)}. \end{cases} \tag{5.26}$$

5.3.2/ EXEMPLES DE SIMULATION

Comme pour la pré-distorsion en amplitude avant d'implémenter les résultats sur la cible FPGA, nous avons vérifié les formules mathématiques par de nombreuses simulations.

5.3.2.1/ INTERPOLATION LINÉAIRE

En utilisant l'équation (5.23) dans un cas particulier, la FIGURE 5.12 représente la réponse en fréquence du filtre de pré-distorsion en phase. Ce filtre est d'ordre 100. La

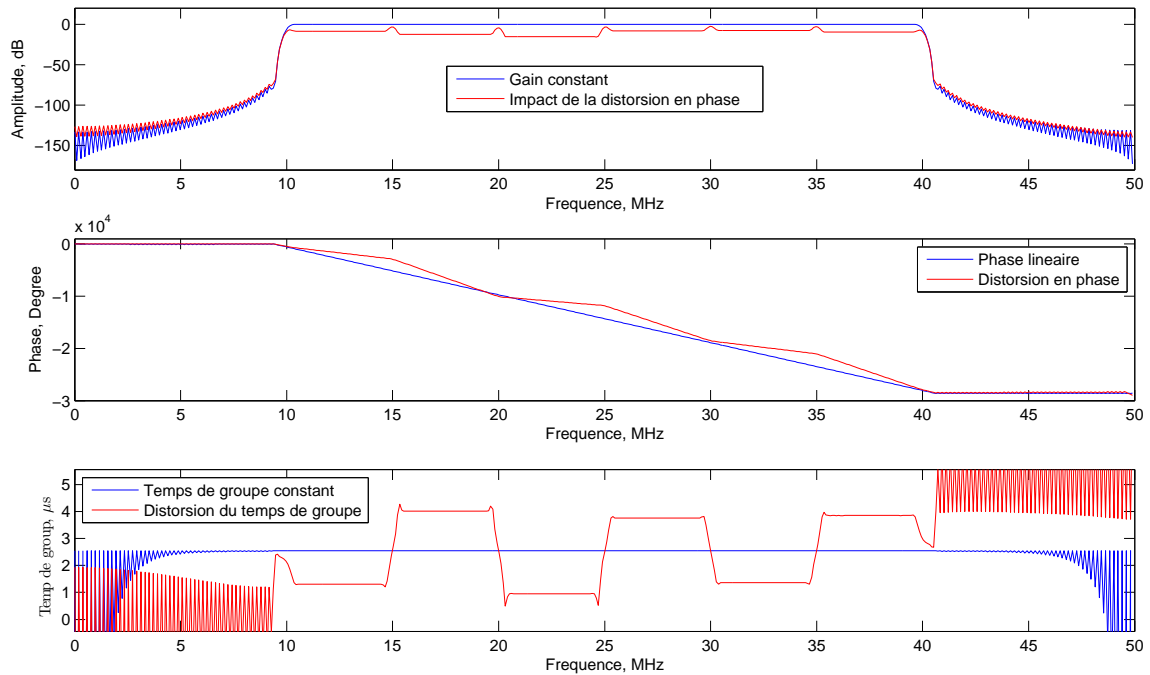


FIGURE 5.12 – Exemple de distorsion de phase par interpolation linéaire.

FIGURE 5.12 (2) montre que la phase de ce filtre n'est plus linéaire, et la FIGURE 5.12 (3) illustre l'effet sur le temps de groupe, les variations représentent des sauts à chaque point d'interpolation, dus à la non dérivabilité de la fonction \mathcal{F}_{Lin} . Cette non dérivabilité impacte également la réponse en amplitude du système, comme le confirme la FIGURE 5.12 (1). L'interpolation par Spline est une solution pour éviter ces effets.

5.3.2.2/ INTERPOLATION PAR SPLINE

En utilisant l'expression (5.25), la FIGURE 5.13 montre l'amélioration qu'apporte l'interpolation par Spline.

Les passages par les points d'interpolation sont plus "lisses" pour la phase et le temps de groupe. La réponse en amplitude n'est plus affectée par la non dérivabilité de la fonction d'interpolation.

5.3.3/ RÉSULTATS D'IMPLÉMENTATION

L'implémentation matérielle de la pré-distorsion en phase est similaire à celle de la pré-distorsion en amplitude, c'est-à-dire qu'elle nécessite une architecture de filtre FIR associée à un microprocesseur NIOS®II, un protocole de communication et une interface homme-machine. Comme la pré-distorsion en amplitude, la pré-distorsion en phase est générique et instantanément reconfigurable.

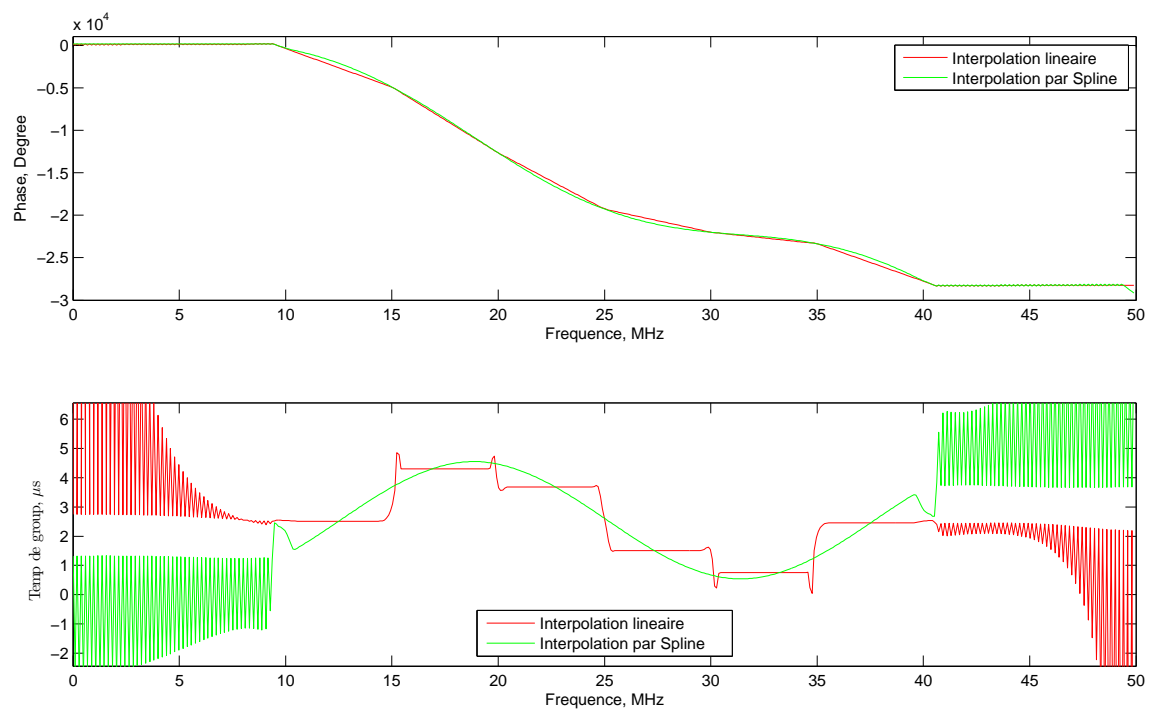
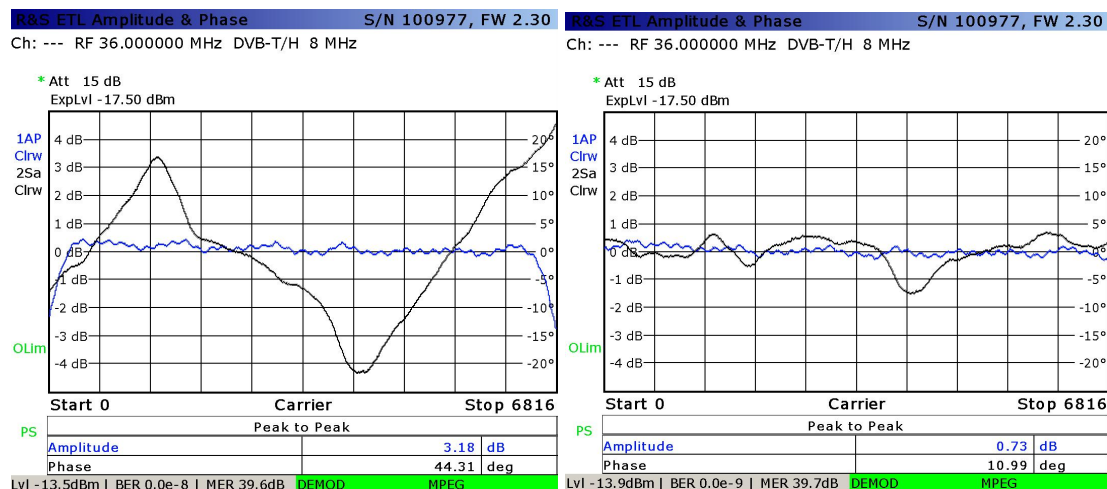


FIGURE 5.13 – Comparaison entre interpolation linéaire et interpolation par Spline pour la pré-distorsion en phase.

La FIGURE 5.14 est un exemple de pré-distorsion en phase appliquée sur un signal DVB-T. La FIGURE 5.14(a) montre un signal sévèrement déformé en phase : 21° . La pré-distorsion en phase réduit cette valeur de déformation en phase à environ 7.5° .



(a) Avant pré-distorsion.

(b) Après pré-distorsion.

FIGURE 5.14 – Résultats pratiques de la pré-distorsion en phase appliquée sur un signal DVB-T.

■ **En résumé** – La pré-distorsion en phase par interpolation linéaire affecte l'amplitude pour des pré-distorsions sévères. Nous avons surmonté cette difficulté en adoptant une

interpolation par Splines. Malgré la complexité des calculs théoriques, le modèle a été implanté matériellement, et donne des résultats satisfaisants en termes de correction des distorsions en phase.

CONCLUSION

La pré-distorsion des signaux représentait une des préoccupations prioritaires de l'entreprise partenaire. Nous avons proposé une méthode souple et efficace pour pallier tout type de distorsion. Grâce à l'approche innovante, qui consiste à utiliser une structure de filtre FIR associée à une interpolation, plusieurs fonctions sont réalisées par l'utilisation d'une même structure, cela représente un gain considérable en termes de ressources FPGAs.

La pré-distorsion en amplitude peut s'opérer en deux modes : linéaire ou Spline. Le premier a l'avantage de nécessiter peu de calculs théoriques pour la synthèse de coefficients, ce qui se traduit par un temps de calcul (latence) relativement court⁴, mais présente l'inconvénient des "cassures" visibles au niveau du spectre de fréquences, qui sont dues à la non-dérivabilité de la fonction d'interpolation linéaire. Le deuxième mode pallie ces inconvénients, les calculs théoriques sont néanmoins plus complexes.

La solution de la pré-distorsion en amplitude a conduit à une autre idée aussi intéressante du point de vue industriel ; le filtrage multi-bande représente une solution générale et souple résumant tous les types de filtres (analogiques ou numériques) utilisés auparavant. Cette technique offre toutes les possibilités de filtrage imaginable. Ce filtrage ne nécessite qu'une configuration d'une interface GUI (Graphical User Interface) développée à cet effet. De plus, les deux techniques peuvent être combinées pour plus de souplesse et de gain de ressources matérielles.

La pré-distorsion en phase est plus efficace en interpolant par Spline. En effet, la solution par interpolation linéaire n'est valable que pour de légères pré-distorsions (de l'ordre du degré) ; au delà, la pré-distorsion en phase impacte l'amplitude du signal. L'association des trois solutions, pré-distorsion en amplitude, filtrage multi-bande et pré-distorsion en phase fait l'objet d'une étude de brevetabilité.

Les solutions numériques décrites dans ce manuscrit, ainsi que plusieurs outils n'y figurant pas, ont réorienté le choix de l'entreprise partenaire. En effet, les produits existants sont, jusqu'à présent, en majorité analogiques. Les plate-formes numériques se résument à des cartes de traitement qui s'intègrent au produit final et sont achetées par les clients en tant qu'options. Durant ce projet de thèse, l'entreprise partenaire a décidé de se repositionner par rapport à ses choix stratégiques. Ses répéteurs seront désormais entièrement numériques. La description de ce nouveau produit fait l'objet du chapitre suivant.

4. La latence dépend également de la fréquence de l'horloge du microprocesseur effectuant les calculs, et du nombre de coefficients. Elle est de l'ordre de la seconde dans le cas d'un NIOS®II cadencé à 40 MHz pour la synthèse de 512 coefficients.

RÉPÉTEUR NUMÉRIQUE DE NOUVELLE GÉNÉRATION

Ce chapitre est dédié à une brève description du nouveau répéteur entièrement numérique, prévu pour remplacer les répéteurs existants, majoritairement analogiques. Un état des lieux des répéteurs existants est établi faisant la transition vers le cahier des charges de ce nouveau répéteur. Nous décrivons ses fonctions principales avec la spécification du matériel utilisé, nous accordons une attention particulière à la fonction du traitement numérique, par la description de ses trois composants principaux. Ce nouveau répéteur est une plate-forme commune à toutes les applications futures, celles prévues à court terme étant exposées dans le chapitre suivant.

Sommaire

6.1 Analyse de l'existant	188
6.1.1 Micro-répéteur	188
6.1.2 Répéteur moyenne puissance	188
6.1.3 Répéteur haute puissance	189
6.2 Évolution vers le "tout numérique"	191
6.3 Cahier des charges	191
6.3.1 Domaine d'application	192
6.3.2 DigiRep® en mode radio-fréquence	193
6.4 Contrôle interne	195
6.5 Contrôle externe	197
6.5.1 Carte micro PC VDX-6358RD	197
6.5.2 Modules élémentaires	199
6.5.2.1 Switch IP	199
6.5.2.2 WIFI	199
6.5.2.3 GPS	199
6.5.2.4 Modems 2G, 3G et 4G	200
6.5.2.5 Modem 2G mode voix SMS	200
6.5.2.6 Entrées/Sorties (I/O)	200
6.6 Traitement numérique	200
6.6.1 Le convertisseur analogique-numérique AD9467	200
6.6.1.1 Description générale	200
6.6.1.2 Performances	202
6.6.2 Le convertisseur numérique-analogique DAC5681Z	202
6.6.2.1 Description	202
6.6.2.2 Domaine d'application	203
6.6.3 Le FPGA Cyclone V 5CEFA7F23I7N	203
6.6.3.1 Description	203
6.6.3.2 Caractéristiques et avantages principaux	203
6.6.3.3 Ressources matérielles	206
6.6.3.4 Microprocesseur intégré ARM®Cortex™-A9	207
6.7 Réalisation des premiers prototypes	208

INTRODUCTION

Nous avons participé à l'élaboration de ce nouveau produit baptisé DigiRep®, cet ambitieux projet a mobilisé toute l'équipe du bureau d'études de l'entreprise partenaire. Il reflète l'intérêt particulier que prêtent les responsables de cette entreprise au traitement numérique. En effet, jusqu'à présent, tous les répéteurs étaient analogiques intégrant des petites plate-formes de traitement numérique, pouvant être rajoutées en tant qu'options.

À la fin 2012, l'idée d'un répéteur entièrement numérique a germé ; elle a phosphoré au début de l'année 2013, les décisions officielles d'ouverture de projet de fabrication du DigiRep® étant prises en fin 2013. Après plusieurs réunions de concertation entre spécialistes, les choix des fonctionnalités de composants et d'architecture ont été faits. La FIGURE 6.1 montre une première idée de la conception mécanique du DigiRep®.

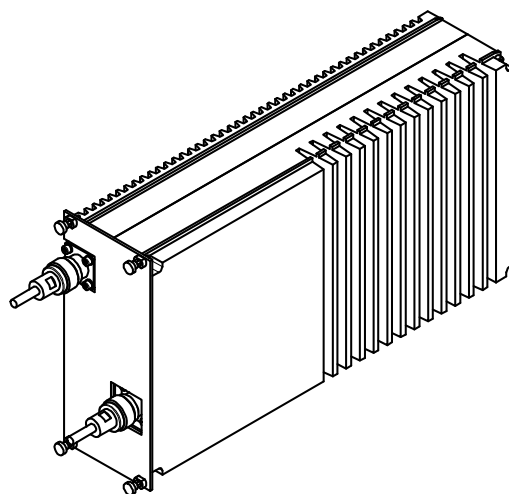


FIGURE 6.1 – Première ébauche du prototype DigiRep®.

Ce produit moderne vise un marché de plus en plus concurrentiel et mise sur le traitement numérique pour être un répéteur autonome et multi-opérateurs, offrant le maximum d'options à ses utilisateurs. Dans ce chapitre, nous exposons les fonctions principales du DigiRep® en mettant l'accent sur la fonction du traitement numérique que nous avons, en concertation avec le reste de l'équipe, mise en place pour conquérir de meilleures performances, notamment en termes de vitesse et de ressource. Nous verrons également les spécifications détaillées de ce nouveau répéteur dans la section 6.3.

6.1/ ANALYSE DE L'EXISTANT

Les répéteurs de la catégorie RF/RF fabriqués par l'entreprise partenaire sont classés en fonction de leur puissance en trois catégories : micro-répéteur, répéteur de moyenne puissance et répéteur haute puissance. La technologie de ces produits est majoritairement analogique. Aujourd'hui, le traitement numérique est une option embarquée dans une carte numérique.

Dans ce qui suit, nous analyserons les produits actuels en soulignant leurs points faibles afin de les faire évoluer.

6.1.1/ MICRO-RÉPÉTEUR

Disponible pour les gammes de fréquences 800, 900, 1800, 2100, 2600 MHz, sa puissance dépend de la bande traitée, mais elle ne dépasse pas 17 dBm au maximum. La TABLE 6.1 résume une étude critique de ce produit.


	Atouts	Points faibles
	<ul style="list-style-type: none"> • Consommation électrique. • Taille. • Multiplexage. • Supervision. 	<ul style="list-style-type: none"> • Bande passante non reconfigurable. • Pas de solution de filtrage multi-bande. • Niveau de puissance en IF (Intermediate Frequency) trop faible. • Produits différents d'un système à un autre. • blindage trop faible qui permet pas de gain 60 dB. • Puissance globale faible par rapport à la concurrence. • Design produit peu abouti. • Équipement uniquement indoor. • Pas d'interface utilisateur, pas d'accès IP (Internet Protocol).

TABLE 6.1 – Analyse de performances du micro-répéteur.

6.1.2/ RÉPÉTEUR MOYENNE PUISSANCE

Disponible pour les gammes de fréquences 800, 900, 1800, 2100, 2600 MHz, et de puissance allant jusqu'à 32 dBm, cette gamme de répéteurs est adaptée aux standards GSM (Global System for Mobile Communications), GPRS (General Packet Radio Service), EDGE (Enhanced Data-rates for GSM Evolution) et UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). La TABLE 6.2 résume une étude critique de ce produit.


	Atouts	Points faibles
	<ul style="list-style-type: none"> • Design cof-fret. • Multiplexage bi-bande. • Connectivité en IP. • Modem GPRS embarqué. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût élevé des solutions de traitement numérique. • Utilisation de cartes et modules différents en fonction du système. • Utilisation de nombreux VCO (Voltage Controlled Oscillator) bande étroite pour garantir un bruit de phase faible. • Nécessité d'augmenter la fréquence IF des bandes 800 et 900 MHz pour garantir la cohabitation de ces deux bandes. • Blindage trop faible pour permettre un gain supérieur à 60 dB. • Consommation trop élevée. Rendement des amplificateurs trop faible. • Certains composants deviennent obsolètes.

TABLE 6.2 – Analyse de performances du répéteur de moyenne puissance.

6.1.3/ RÉPÉTEUR HAUTE PUISSANCE

Disponible pour les gammes de fréquences 800, 900, 1800, 2100, 2600 MHz, leur puissance pouvant aller jusqu'à 39 dBm, cette gamme de répéteurs est adaptée aux standards GSM, GPRS, EDGE et UMTS. La TABLE 6.3 résume une étude critique de ce produit.


	Atouts	Points faibles
	<ul style="list-style-type: none"> • Performance en GSM900 et GSM1800. • Multiplexage bi-bande. • Connectivité IP. • Modem GPRS embarqué. 	<ul style="list-style-type: none"> • Consommation trop élevée, rendement faible. • Pas de système de correction numérique adaptatif généralisé. • Design à améliorer. • Pas de solution permettant de limiter les crêtes principalement en 3G et 4G. Ceci réduit opérationnellement les performances des systèmes de correction numérique. • Gamme non adaptée pour des applications multi-opérateur multi-canaux.

TABLE 6.3 – Analyse de performances du répéteur de haute puissance.

■ **En résumé** – Ces produits sont volumineux, énergivores et peu compétitifs par rapport à la concurrence car ils manquent de polyvalence et d'autonomie de gestion. Ces répéteurs sont peu compétitifs du point de vue commercial, car la technologie RF (**R**adio **F**requency) analogique reste onéreuse par rapport à un traitement numérique. De plus, les composants utilisés dans ces répéteurs sont de plus en plus obsolètes sur le marché actuel des composants électriques. Il faudrait donc améliorer la mutualisation des cartes, aussi bien pour les gammes en puissance que pour les parties communes des différentes bandes de fréquences. Définir une base matérielle unique à minima permettra de répondre aux différents besoins et aboutira à la constitution d'une gamme de répéteurs numériques et uniquement numériques.

6.2/ ÉVOLUTION VERS LE "TOUT NUMÉRIQUE"

Les modules numériques, tels que ceux qui existent actuellement, ne font plus face aux besoins grandissants en traitement numérique :

- Filtrage sélectif multi-opérateur.
- Anti-écho 2G, 3G et 4G simple et multi-fenêtres.
- Correction de non linéarité adaptative.
- Correction linéaire par bande de filtrage.
- Réduction du facteur de crête pour simple et multi-canaux.
- AGC (**A**utomatic **G**ain **C**ontrol) numérique.
- Filtrage sélectif adaptatif rapide en gain en fréquence sur bande opérateur.
- Permettre le plus possible la combinaison de ces applications.

À l'état actuel, ni les ressources des cibles FPGA (**F**ield-**P**rogrammable **G**ate **A**rray), ni la bande passante ne permettent de réaliser toutes ces applications. Pour cela, il faut mettre en place les solutions matérielles les mieux adaptées pour permettre la mise en place des applications numériques citées ci-dessus, et pour les évolutions produits, tout en figeant une plate-forme numérique unique avec le meilleur compromis : performances / évolutivité / prix.

Lors de la conception du DigiRep[®], il est également question de :

- Utiliser des solutions d'amplification les mieux adaptées.
- Prendre en compte le maximum de standards de télécommunication.
- Généraliser l'utilisation des VCOs large bande à faible bruit de phase.
- Intégrer directement le plus possible les solutions multiplexage de bande.
- Améliorer l'interface utilisateur.
- Optimiser le prix pour la version de base dans la gamme des puissances faibles.
- Rechercher le design mécanique le plus approprié et le plus commun possible.
- Ajouter la fonction `squelch`¹ sur la voie montante (RX).

6.3/ CAHIER DES CHARGES

Dans cette section, nous exposons les spécifications, les caractéristiques et les objectifs les plus importants attendus de ce nouveau produit.

La figure FIGURE 6.2 montre le synoptique complet du DigiRep[®]. Les modules MS et BS assurent le multiplexage et l'amplification bidirectionnelle. On distingue sur cette figure les voies RX et TX assurant les liaisons `downlink` et `uplink`.

Sur chacune des voies, on distingue les modules de traitement numérique (en violet) qui sont précédés d'un certain nombre d'opérations analogiques telles que l'amplification à faible bruit par LNA (**L**ow **N**oise **A**mplifier), le filtrage, la transposition et la régulation. La chaîne numérique est également suivie d'un certain nombre d'opérations analogiques indispensables pour la réémission comme la régulation, le filtrage et l'amplification.

1. Consiste à arrêter le système en absence du signal afin de réduire le bruit ainsi que la consommation.

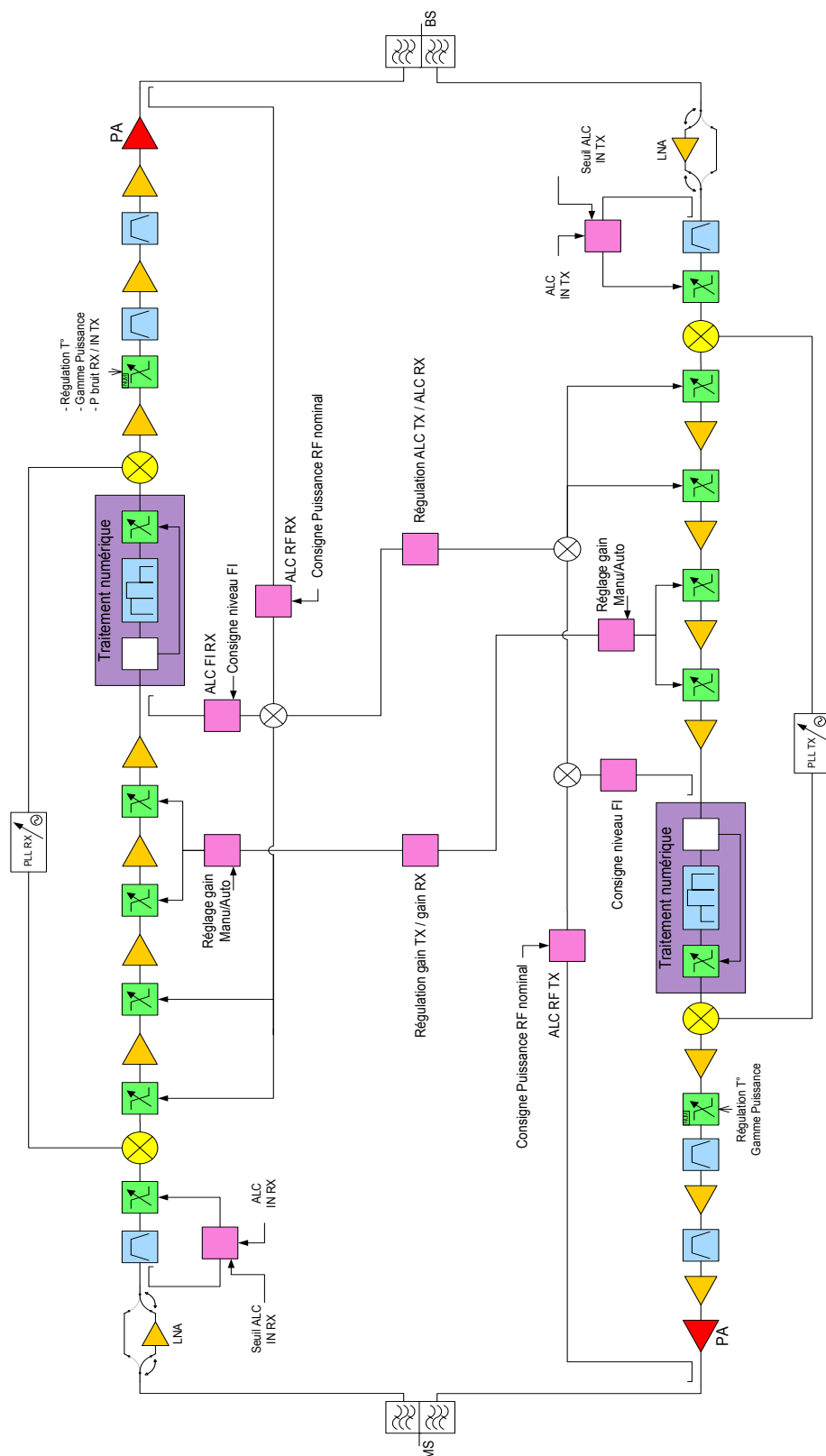


FIGURE 6.2 – Synoptique du répéteur numérique DigiRep®.

6.3.1/ DOMAINE D'APPLICATION

Le répéteur numérique peut se décliner, sur une base commune, en plusieurs produits pour plusieurs applications :

- Répéteur radio-fréquence, avec accès MS (Mobile Station) et BTS (Base Transceiver Station), en complément de gamme radio-fréquence actuelle, et remplacement produit actuel.
- Répéteur avec accès optique, en remplacement du produit actuel.
- Cellule longue².
- Répéteur embarqué Railway pour la couverture à l'intérieur des trains.

6.3.2/ DIGIREP® EN MODE RADIO-FRÉQUENCE

- Puissance composite en sortie de l'équipement côté MS en 3 gammes :
 - ★ Faible puissance : +16 dBm
 - ★ Moyenne puissance : +26 dBm
 - ★ Forte puissance : +36 dBm
- Puissance composite en sortie de l'équipement côté BTS, identique quelle que soit la gamme en puissance côté MS : +16 dBm.
- Bande passante : Bande entière, tous systèmes.
 - ★ 30 MHz de largeur de bande pour le standard LTE (Long Term Evolution) à 800 MHz.
 - ★ 35 MHz de largeur de bande pour le standard GSM à 900 MHz.
 - ★ 75 MHz de largeur de bande pour le standard GSM à 1800 MHz.
 - ★ 60 MHz de largeur de bande pour le standard UMTS2100.
 - ★ 70 MHz de largeur de bande pour le standard LTE2600.
 - ★ 7 MHz de largeur de bande pour le standard GSM-R (GSM Railway).
- Ondulation sur la bande passante réduite de 300 kHz, égale à ± 1 dBm au maximum sur toute la bande système : réalisée grâce à la correction linéaire par traitement numérique.
- Gain maximum (TX / RX) :
 - ★ Faible puissance : 70 dB.
 - ★ Moyenne puissance : 80 dB.
 - ★ Forte puissance : 90 dB.
- Gain réglable jusqu'à 30 dB de dynamique par un pas de 1 dB.
- Délai (latence) du système : 5 μ s.
- Niveau de la puissance d'entrée : -10 dBm.
- Filtrage multi-bande configurable par traitement numérique :
- Spécifications des gains résiduels et sélectivités selon les recommandations de 3GPP (3rd Generation Partnership Project) montrées par la TABLE 6.4.

Gain résiduel	Sélectivité@G=90 dB	Norme
60 dB@200 kHz	30 dB@200 kHz	3GPP, TS25.106 et TS36.106
50 dB@400 kHz	40 dB@400 kHz	3GPP45.005
40 dB@600 kHz	50 dB@600 kHz	3GPP45.005
35 dB@1 MHz	55 dB@1 MHz	3GPP45.005
25 dB@5 MHz	65 dB@5 MHz	3GPP45.005

TABLE 6.4 – Gains résiduels et sélectivités selon les recommandations de 3GPP

2. Il s'agit d'une technique d'extension de couverture le long des voies ferrées, développée et brevetée par l'entreprise partenaire.

- Émission de parasites selon les normes : 3GPP45.005, 3GPP TS25.106 et 3GPP TS36.106 :
 - ★ Inférieure à -36 dBm si la fréquence est inférieure à 1 GHz.
 - ★ Inférieure à -30 dBm si la fréquence est supérieure à 1 GHz.
 - ★ Inférieure à -96 dBm sur toute la bande RX.
- EVM (Error Vector Magnitude) :
 - ★ Inférieur à 8 % pour les modulations 8PSK (Phase-Shift Keying) et EDGE selon les recommandations 3GPP45.005.
 - ★ Inférieur à 12.5 % pour les modulations QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) et WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) selon les recommandations 3GPP TS25.106.
 - ★ Inférieur à 8 % pour le LTE selon les recommandations 3GPP TS36.106.
- Consommation électrique en fonction de la gamme de puissance :
 - ★ Faible puissance : 25 W sous 28 V.
 - ★ Moyenne puissance : 33 W sous 28 V.
 - ★ Forte puissance : 55 W sous 28 V.
- Système anti-écho :
 - ★ Annulation à hauteur de 30 dB.
 - ★ Fenêtre d'annulation de 1 μ s.
 - ★ Niveau d'écho maximal supporté au-dessus du niveau nominal : 5 dB.
 - ★ Activation automatique du système pour l'amélioration de l'EVM.
 - ★ Régulation automatique des gains en fonction de la puissance des échos.
 - ★ Compatibilité de l'anti-écho avec les signaux à bande étroite tel que le GSM et TETRA (TErrestrial Trunked RAdio).
- Mode de configuration automatique du gain TX en fonction du niveau de réception BTS.
- Mode de configuration automatique du gain RX en fonction du gain TX.
- Mode de régulation automatique des gains par bande opérateur, avec réactivité rapide afin de supporter un mode embarqué roulant de type TGV.
- Option GPS (Global Positioning System) pour paramétrage automatique des bandes opérateur en fonction de la localisation.
- Système d'ajustement des gains permettant d'assurer une distribution en puissance, configurable par opérateur, sur l'amplificateur commun final.
- Présentation sous forme de cassette.
- Alimentation :
 - ★ AC 110-230 V ou DC 36-72 V, commune avec option de détection de défauts.
 - ★ Connecteur jack et plug-in.
 - ★ Coffret électrique externe, pour protection électrique et alimentation AC/DC.
- Possibilité de présentation en fixation murale, pour rack complet ou pour cassette seule.
- Étanchéité IP65 (Indice de Protection 65) avec option ventilation pour la gamme haute puissance (dissipation naturelle pour les gammes faible et moyenne puissance).
- Compatibilité embarqué rail.
- Gamme de température de +33 à +50 °.
- Connectivité :
 - ★ Connectique RF en face avant.
 - ★ Contrôle central en mode IP, intégré à la cassette alimentation. Option contrôle distant

- ★ Monitoring : HTTP (Hypertext Transfer Protocol) local (web), rapport SNMP (Simple Network Management Protocol), rapport SMS (Short Message Service) (avec option modem).
- ★ Mesures et rapport de statistiques RF et trafic.
- ★ Connectivité sans fil de l'équipement en WI-FI (WIreless FIdelity) et application Android et Apple avec possibilité de téléchargement de configuration, des statuts, et toute autre donnée utile pour l'utilisateur.
- Compatibilité MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) : Fonction retard programmable à résolution fine pour mise en service système MIMO.
- Conformité ATEX (ATmosphères EXplosibles).
- 4 entrées d'alarmes externes.
- Gamme pour le TETRA : +17 dBm, +24 dBm, et +36 dBm pour les gammes faible, moyenne et forte puissance respectivement. Suppression de la gamme +37 dBm côté RX.

6.4/ CONTRÔLE INTERNE

Le système de contrôle interne est assuré par un composant de type processeur ou microprocesseur, embarqué au cœur du module principal répéteur, et disposé sur la carte de traitement numérique des voies RX et TX. Il assure l'ensemble du pilotage et la programmation des différents composants nécessitant une configuration comme la programmation des registres des composants numériques, l'information I/O et la communication série vers les composants FPGAs. Les informations, en provenance des différentes cartes et modules de l'amplificateur, se concentrent vers ce composant. Ce composant assure également la communication externe au répéteur, et le cas échéant, la mémorisation des paramètres, pour être reconfiguré lors d'une mise en marche du répéteur. La FIGURE 6.3 illustre le synoptique du contrôle du DigiRep®.

Les fonctions suivantes sont assurées par le système de contrôle interne :

- Configuration du type d'équipement.
- Programmation de l'atténuateur variable.
- Mode normal et rapide de l'AGC.
- Programmation de la consigne de régulation.
- Programmation des PLL (Phase-Locked Loop)s.
- Mesure de puissance et niveau RF :
 - ★ Puissance RMS (Root Mean Square) composite en sortie de l'amplificateur de puissance.
 - ★ Puissance crête en sortie de l'amplificateur de puissance.
 - ★ Puissance RMS de l'onde de retour en sortie de l'amplificateur de puissance.
 - ★ Niveau entrée RF large bande.
 - ★ Niveau entrée IF avant filtrage.
- Mesure de la température du module répéteur, de l'amplificateur et des autres modules.
- Mesure de la consommation des amplificateurs, chaîne RF (entrée, sortie), chaîne IF.
- Mesure de la consommation chaîne IF.
- Gestion des voyants de fonctionnement par statut : normal, alarme et alarme majeure.
- Gestion du redémarrage par bouton externe.

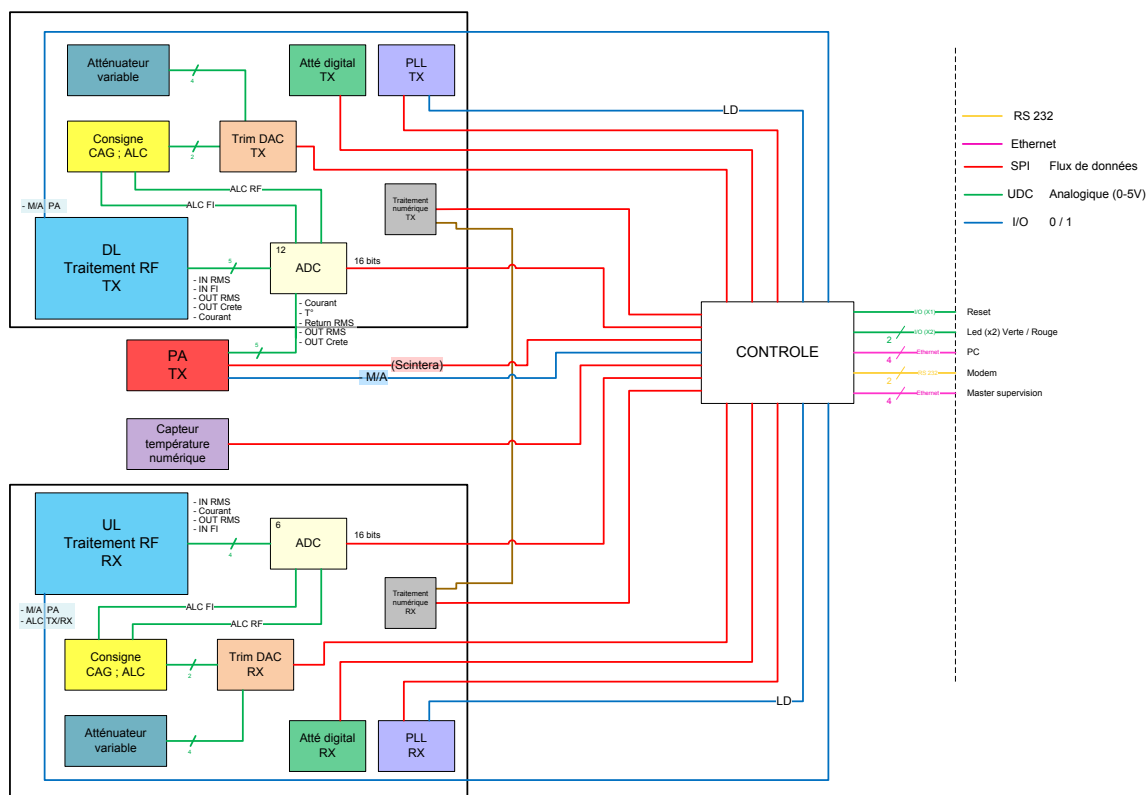


FIGURE 6.3 – Synoptique du système de contrôle du DigiRep®.

- Communication en mode SPI (Serial Peripheral Interface) avec FPGA :
 - ★ Niveau d'isolation du canal.
 - ★ Niveau RF d'entrée par bande opérateur.
 - ★ Configuration du mode de fonctionnement.
- Communication en mode SPI vers les modules de l'amplificateur de puissance intégrant un système de correction non linéaire adaptatif :
 - ★ Configuration du composant assurant la correction adaptative.
 - ★ Remontée des alarmes depuis le correcteur non linéaire.
- Communication externe vers la supervision :
 - ★ Remontée d'alarme en mode socket rapide.
 - ★ Possibilité de modification de la configuration.
- Lien USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver/ Transmitter) pour option communication directe vers MoDem (Modulator-Demodulator) en mode série.
- Enregistrement en mémoire non volatile de la configuration globale du répéteur.

Le système de contrôle externe permet principalement à l'utilisateur d'accéder à la configuration via une interface HTTP dédiée et embarquée. Il est assuré, soit de manière autonome dans le répéteur, soit à l'aide d'un module *master* externe en configuration multi système. L'unité *master* permet de contrôler plusieurs répéteurs, en proposant en plus un système de contrôle à distance mutualisé.

6.5/ CONTRÔLE EXTERNE

Le premier degré de contrôle externe concerne l'implantation en local d'un lien Ethernet TCP/IP (**T**ransmission **C**ontrol **P**rotocol / **I**nternet **P**rotocol) au niveau du répéteur pour accéder à la configuration sur serveur web embarqué, via un navigateur Internet. Une seconde fonctionnalité de contrôle direct se présente sous la forme d'une liaison série disponible en local pour connecter un MoDem, et assurer un premier niveau de supervision distante à base de SMS. Le troisième niveau de contrôle externe consiste en une interface de communication IP vers un master de contrôle, qui permet de mutualiser le contrôle local de plusieurs répéteurs, et qui dispose en option de fonctionnalités permettant un contrôle distant des répéteurs mutualisés.

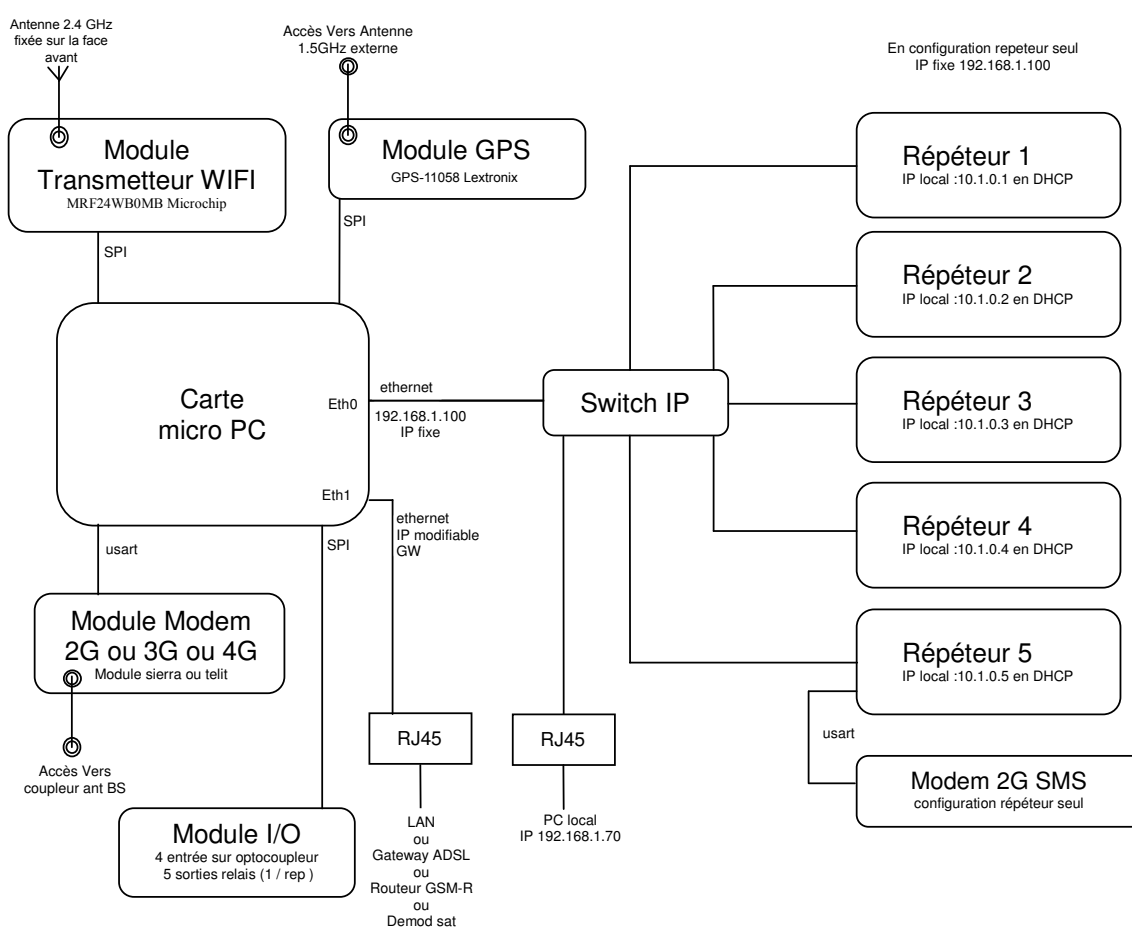


FIGURE 6.4 – Synoptique du système de contrôle externe du DigiRep®.

6.5.1/ CARTE MICRO PC VDX-6358RD

Considérée comme un ordinateur embarqué, cette carte assure toutes les opérations effectuées sur un ordinateur jusqu'à présent, ce qui donne au DigiRep® plus d'autonomie ; les multiples GUI (**G**raphical **U**ser **I**nterface)s existants seront tous remplacés par une unique interface web gérée par cette carte. Les opérations du traitement du signal, telles que le calcul des coefficients d'un filtre seront également effectuées par cette carte.

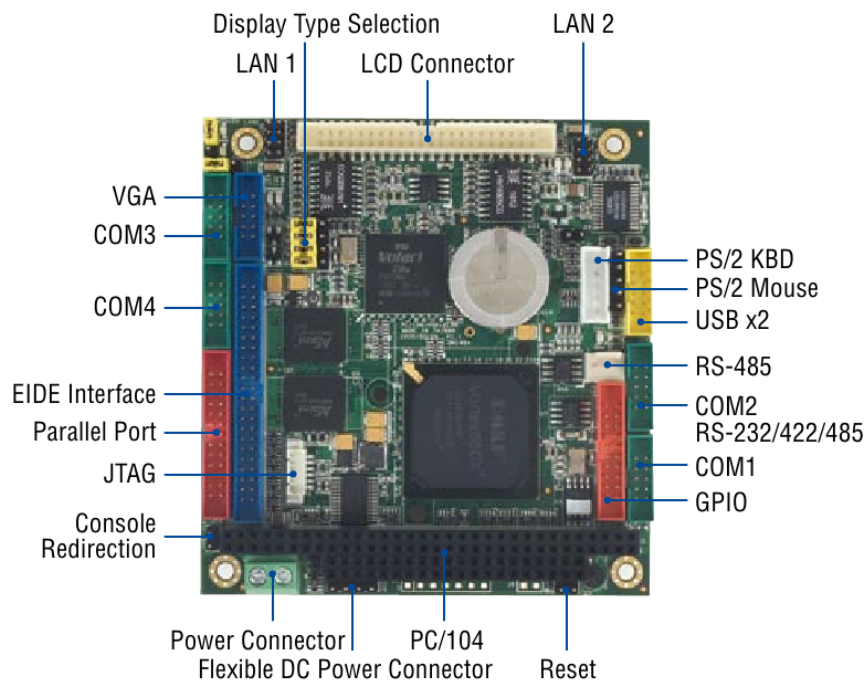


FIGURE 6.5 – Vue de face de la carte micro PC VDX-6358RD.

La FIGURE 6.5 montre une vue de face de la carte micro PC VDX-6358RD, avec ses fonctions principales :

1. 2 ports Ethernet : eth0 & eth1.
2. Ensemble de la connectique sur barrette : port Ethernet, USART série, SPI, alimentation.
3. Serveur web HTTPs pour afficher et configurer les paramètres des répéteurs.
4. Communication vers module GPS pour déterminer les positions géographiques (mode SPI).
5. Application cartographie pour identification du MCC (Mobile Country Code) et du MNC (Mobile Network Code) en fonction de la localisation.
6. Base de données embarquée des fréquences en fonction du MCC et du MNC.
7. Driver modem 2G/3G/4G via USART série :
 - Serveur web en lien permanent TCP/IP pour client HTTPs.
 - Protocole en commande AT (Attention (commande de HAYES)) pour communication et report d'alarme par SMS en mode voix. L'ensemble des variables de chaque répéteur pourra être interrogé à distance et remonté par SMS.
8. Identification des répéteurs présents sur les entrées analogiques, et affectation par serveur DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) des adresses IPs clients.
9. Fonction routeur sur eth01 pour la gestion des répéteurs en réseau privé. Adresse IP fixe non modifiable sur eth0, pour permettre la connexion locale sécurisée, via un switch IP.
10. Gestion eth1 - Ethernet pour connexion vers gateway externe : LAN (Local Area Network), WAN (Wide Area Network), routeur GSM-R, démodulateur satellite.

11. Driver pour module WI-FI sur eth2 en SPI.
12. Fonction reset matérielle de la sortie analogique vers chaque répéteur.
13. Référence de la carte micro PC VDX-6358RD sélectionnée : VDX-6358RD (PC/104 Module 800 MHz).

6.5.2/ MODULES ÉLÉMENTAIRES

Le DigiRep® se compose de plusieurs modules, qui ont fait l'objet d'une étude très approfondie, la communication entre ces modules se fait via la carte PC, sa mise en œuvre fait appel aux compétences de toute l'équipe du bureau des études de l'entreprise partenaire, ci-dessous nous citons les modules les plus élémentaires avec une très brève description.

6.5.2.1/ SWITCH IP

Assure la communications entre différentes cassettes :

1. Switch 8 ports : 5 vers répéteur.
2. Ensemble de la connectique sur barrette type HE10.
3. Format carte, fixé sur carte fond panier du rack.
4. Référence du switch : NetGear GS108.

6.5.2.2/ WIFI

En substitution aux câbles ethernet pour plus de commodité :

1. Module fixé sur la carte commune à tous les modules.
2. Lien SPI vers la carte micro PC VDX-6358RD.
3. Connecteur MMCX (Micro-Miniature CoaXial) sur module pour relier une antenne 2.4 GHz.
4. Référence du module : MRF24WB0MB Microchip.

6.5.2.3/ GPS

Pour le service de géolocalisation, particulièrement utile lorsqu'il s'agit d'un installation railway :

1. Module fixé sur une carte commune à tous les modules.
2. Lien SPI vers la carte micro PC VDX-6358RD.
3. Connecteur MMCX sur module pour relier une antenne 1.5 GHz active.
4. Référence du module : GP8-11058 Lextronix.

6.5.2.4/ MODEMS 2G, 3G ET 4G

Ces modules assurent, selon le besoin, la liaison avec le répéteur à distance (supervision) :

1. Module fixé sur carte commune à tous les modules.
2. Lien USART série vers la carte micro PC VDX-6358RD.
3. Connecteur MMCX sur module pour relier une antenne 2.4 GHz, par connecteur situé sur la face avant de la cassette d'alimentation.
4. Référence du module : Sierra Wireless.

6.5.2.5/ MODEM 2G MODE VOIX SMS

1. Boîtier modem (en option) prévu lors de l'utilisation du répéteur seul.
2. Lien USART série vers le répéteur.
3. Antenne modem reliée sur un accès couplé à l'entrée BTS du répéteur.
4. Référence du module : fastrack Sierra Wireless.

6.5.2.6/ ENTRÉES/SORTIES (I/O)

1. Module fixé sur une carte commune à tous les modules.
2. 4 entrées opto disponibles.
3. 5 sorties boucles sèches disponibles sur défaut répéteur.
4. Lien SPI vers la carte micro PC VDX-6358RD.

6.6/ TRAITEMENT NUMÉRIQUE

Dans cette section, nous détaillons le chaîne de traitement numérique présente sur chacune des voies TX et RX (cf. FIGURE 6.2).

La FIGURE 6.6 détaille cette chaîne, qui se compose principalement de ADC (Analog to Digital Converter), FPGA et DAC (Digital to Analog Converter).

Nous discutons, dans les sections suivantes, les trois composants essentiels de la chaîne numérique.

6.6.1/ LE CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE AD9467

6.6.1.1/ DESCRIPTION GÉNÉRALE

L'ADC AD9467 est un convertisseur analogique-numérique de 16 bits monolithique [63] et optimisé pour des hautes performances en fonctionnement large bande. Il opère à 250 MS/s³.

3. MS : signifie Méga Sample, c'est-à-dire 10⁶ échantillons.

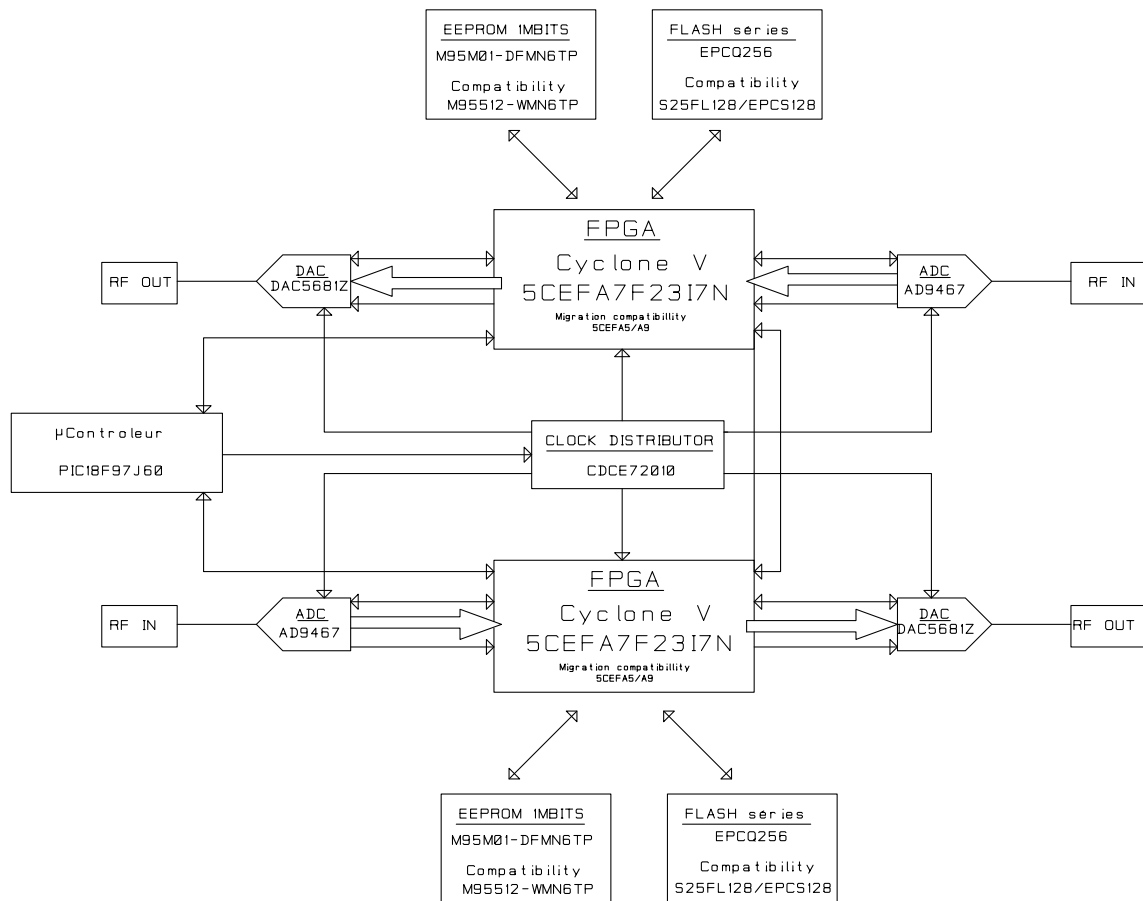


FIGURE 6.6 – Synoptique de la fonction "traitement numérique" du DigiRep®.

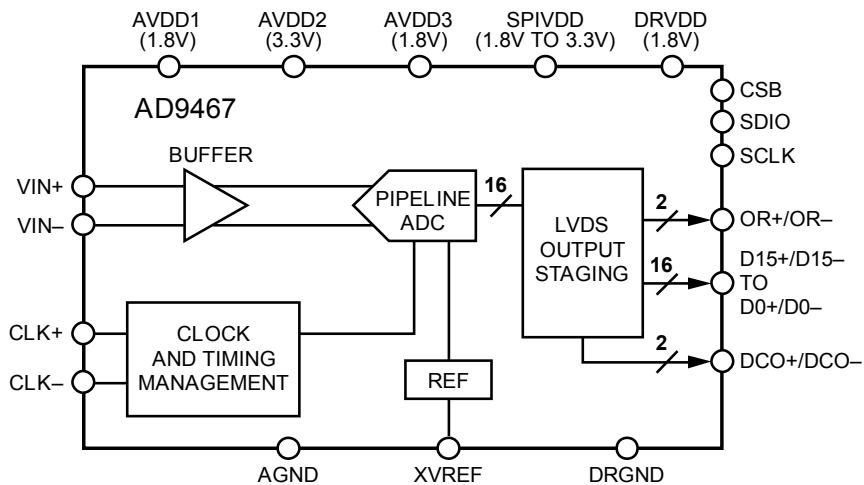


FIGURE 6.7 – Synoptique fonctionnel de l'ADC AD9467.

Ce convertisseur est fabriqué par Analog Devices, et est conçu pour les récepteurs de télécommunication de haute performance, avec une grande dynamique en amplitude. Il nécessite des alimentations en 1.8 V et 3.3 V et un signal d'horloge de faible différentiel pour un fonctionnement optimisé. Les données de sortie sont en mode LVDS (Low Voltage Differential Signaling) comme le montre le synoptique de la FIGURE 6.7. Une

sortie d'horloge de données (DCO) est prévue pour synchroniser les nouvelles données sur la sortie. La fonction interne de mise hors tension est assurée par une liaison du type SPI. Ce convertisseur offre la possibilité de changer la dynamique et le format des données. Son constructeur garantit un fonctionnement normal dans la plage de température $[-40, +85]^{\circ}$.

6.6.1.2/ PERFORMANCES

- SFDR (Spurious Free Dynamic Range) optimisé par le fonctionnement en bande IF.
- Haute performance du SFDR pour la 3G et la 4G.
- Simplicité d'utilisation et modularité.
- Stabilisateur du cycle d'horloge.
- Entrée SPI.

6.6.2/ LE CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE DAC5681Z

6.6.2.1/ DESCRIPTION

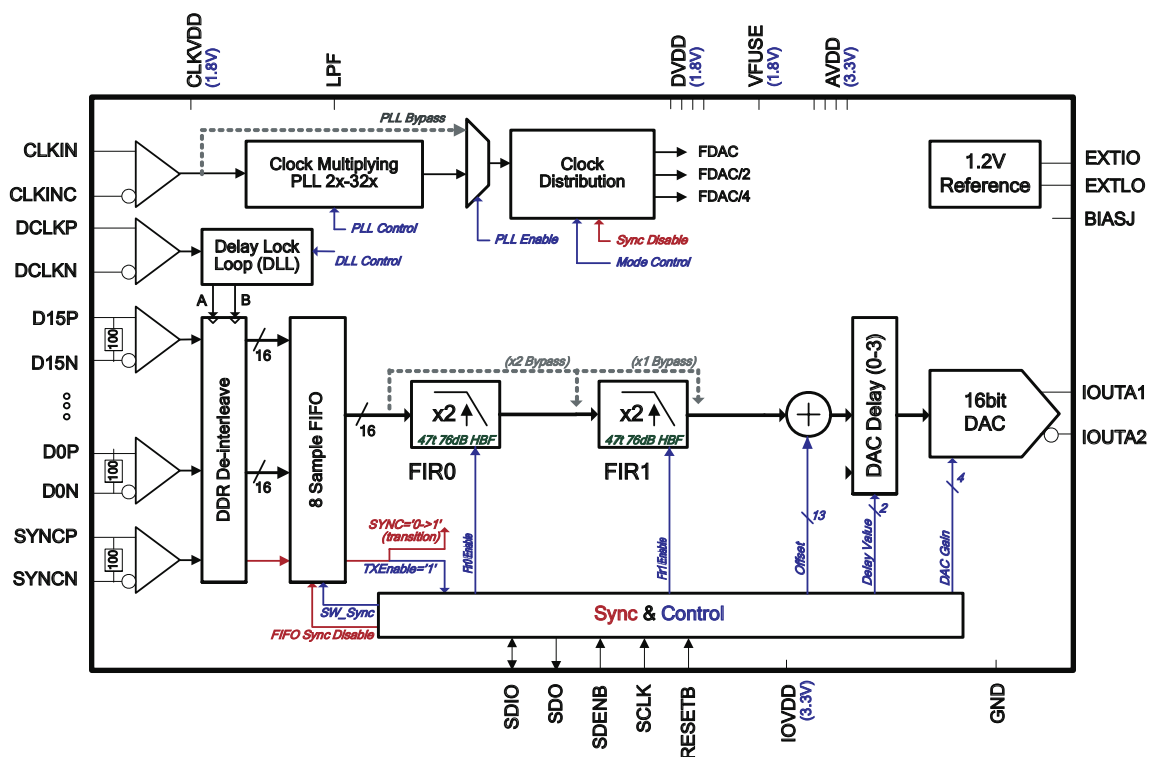


FIGURE 6.8 – Synoptique fonctionnel du DAC DAC5681Z.

Fabriqué par Texas Instruments, le DAC5681Z est un convertisseur numérique analogique 16 bits cadencé à 1 GS/s ⁴ avec une entrée LVDS large bande [102]. Il intègre des filtres interpolateurs 2x et 4x, un distributeur d'horloge et une référence interne de tension comme le montre le synoptique de la FIGURE 6.8. Ce convertisseur offre une grande

4. GS : signifie Giga Sample, c'est-à-dire 10^9 échantillons.

linéarité, un faible niveau de bruit et une haute performance en bruit de phase. Les données d'entrée peuvent être interpolées en 2x ou 4x par les filtres FIR (Finite Impulse Response)s intégrés. Ces filtres sont configurables en passe-bas ou passe-haut, ce qui permet de sélectionner les images du spectre voulues. Une DLL (Delay Locked Loop) permet de simplifier l'interfaçage du LVDS par un contrôle du skew⁵ de l'horloge des données d'entrée.

Le constructeur du DAC5681Z garantit un fonctionnement normal dans la plage de température [-40, +85]°.

6.6.2.2/ DOMAINE D'APPLICATION

- BTS.
- Réseau d'accès fixe (fixed backhaul network).
- BWA (Broadband Wireless Access).
- WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) 802.16.
- CMTS (Cable Modem Termination System).

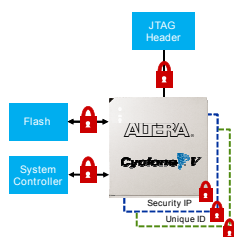
6.6.3/ LE FPGA CYCLONE V 5CEFA7F23I7N

6.6.3.1/ DESCRIPTION

Le Cyclone V est conçu pour satisfaire les contraintes de consommation, de prix et de TTM (Time To Market) à la fois. Il pourra faire face aux besoins grandissants de la largeur de bande pour des gros volumes d'applications à bas coût. Optimisé par des transceivers et des contrôleurs de mémoire, le Cyclone V est approprié aux applications industrielles, aux télécommunications filaires et sans-fils, aux applications militaires et aux marchés de l'automobile [10].

La FIGURE 6.9 montre la disposition des différentes fonctionnalités du Cyclone V. La description détaillée de cette famille est répartie dans plusieurs volumes de plus de 3000 pages chacun [9, 15, 16]. Nous allons souligner les grandes nouveautés de cette famille ainsi que ses caractéristiques principales.

6.6.3.2/ CARACTÉRISTIQUES ET AVANTAGES PRINCIPAUX



Cette famille dispose du mode soft power down qui détecte d'une manière logicielle les blocs non utilisés et cesse de les alimenter afin de réduire la consommation électrique. Ce mode est applicable pour les blocs mémoires, les blocs DSP, les contrôleurs de mémoire et les PLLs. La TABLE 6.5 donne une liste non exhaustive des caractéristiques principales ainsi que les avantages de cette nouvelle famille.

Cette famille se distingue par les mesures prises pour sécuriser le code contre les piratages et la contre-façon à tous les niveaux comme le montre la figure ci-contre.

5. Dans un circuit synchrone, le skew est la différence de temps d'arrivée entre deux registres séquentiellement adjacents.

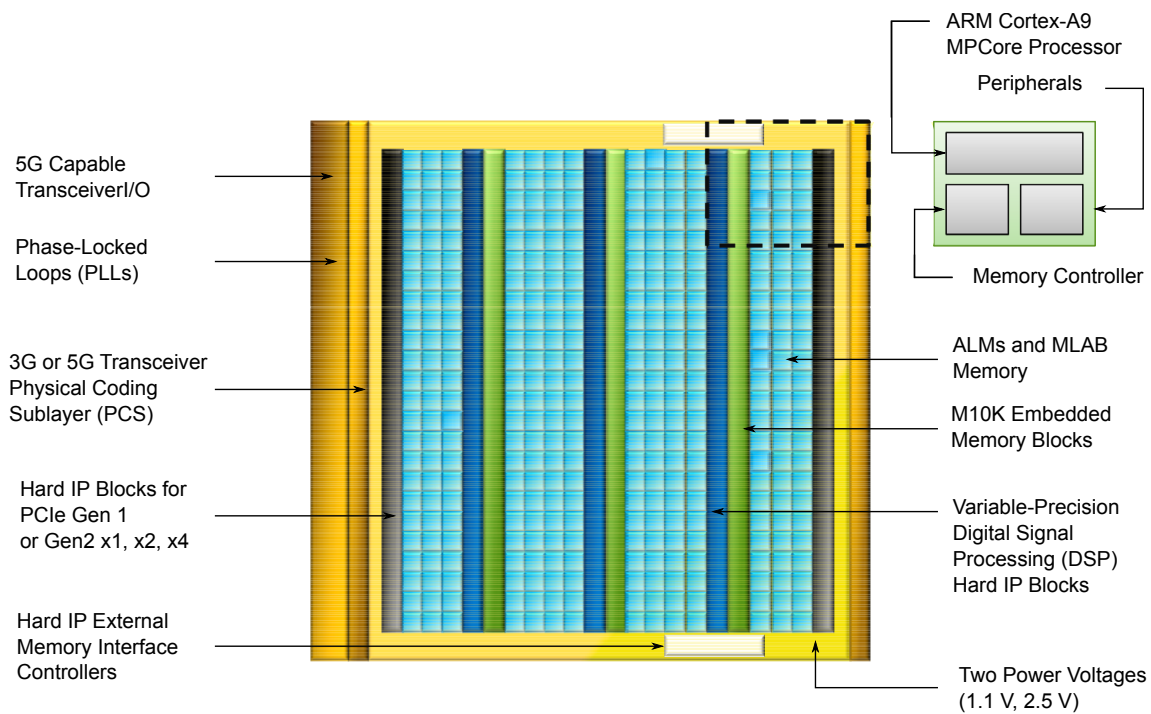


FIGURE 6.9 – Vue d'ensemble du Cyclone V.

Nous n'allons pas aborder le détail technique du FPGA Cyclone V 5CEFA7F23I7N. Ici, il est question de présenter un aperçu des performances qui vont profiter au DigiRep®. La TABLE 6.5 résume ces performances :

Caractéristiques	Détails
Consommation réduite	<ul style="list-style-type: none"> • Technologie 28 nm de faible consommation et de nombreuses fonctions prédéfinies et optimisées. • La consommation est de 40 % inférieure aux versions précédentes.
Intégration logique améliorée	<ul style="list-style-type: none"> • 8 entrées logiques adaptatives. • Plus de 13.5 Mb de mémoire. • Blocs de traitement numérique à précision variable.
Capacité de bande passante accrue	<ul style="list-style-type: none"> • Transceivers à 3.125 Gb/s et 6.144 Gb/s. • Contrôleurs de mémoire dure.
Microprocesseur ARM®Cortex™-A9 intégré	<ul style="list-style-type: none"> • Intégration d'un processeur dual-core ARM®Cortex™-A9, des IPs, sur le même FPGA. • Prise en charge de plus de 128 Gb/s de bande passante.
Système bas coût	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessite seulement deux tensions de base pour fonctionner. • Disponible en version low-cost. • Comprend des fonctionnalités innovantes telles que la configuration via le protocole CVP (Content Vectoring Protocol) et la reconfiguration partielle.
Bloc de mémoire interne	<ul style="list-style-type: none"> • M10K : Blocs de 10 kb avec code correcteur d'erreur. • MPLAB (Memory Logic Array Block) : 64 bits.
Traitement à précision variable	<ul style="list-style-type: none"> • Multiplieurs 9x9 bits, 18x18 bits et 27x27 bits. • Accumulateur 64 bits. • Mémoire embarquée pour les coefficients. • Pré additionneur/soustracteur pour plus d'efficacité.
Contrôleur de mémoire	<ul style="list-style-type: none"> • DDR (Double Data Rate)3, DDR2, et LPDDR (Low Power DDR)2. • 16 bits et 32 bits. • Code correcteur d'erreur.
Réseau d'horloges	<ul style="list-style-type: none"> • Réseau d'horloge de 550 MHz • Horloge principale, quadrant et périphérique. • Horloges désactivables pour réduire la consommation.

Les PLLs	<ul style="list-style-type: none"> • Synthèse de la précision. • Compensation du retard. • Mode entier, fractionnaire.
Entrées/sorties	<ul style="list-style-type: none"> • Réception en LVDS à 875 Mb/s. • Émission en LVDS à 840 Mb/s. • Interface mémoire à 400 et 800 Mb/s.
Configuration	<ul style="list-style-type: none"> • Tamper protection pour la protection de la propriété intellectuelle. • Algorithme AES (Advanced Encryption Standard) pour sécuriser les données. • Protocole CVP. • Reconfiguration partielle et dynamique du FPGA. • JTAG (Joint Test Action Group) passif et actif avec plusieurs options.

TABLE 6.5 – Caractéristiques principales du Cyclone V.

6.6.3.3/ RESSOURCES MATÉRIELLES

Il existe plusieurs variantes du Cyclone V qui sont le Cyclone V E, GX, GT, SE, SX et ST. Chacun de ces Cyclones est optimisé pour un domaine d'application spécifique. Nous nous intéressons à la famille 5CEFA7F2317N, optimisée pour le traitement du signal sur de larges bandes spectrales. Les ressources matérielles du Cyclone V sont résumées dans la TABLE 6.6.

Ressources		Catégorie du Cyclone V				
		A2	A4	A5	A7	A9
Éléments logiques		25000	49000	77000	149500	301000
Module logique adaptatif		9434	18480	29080	56480	113560
Registres		37736	73920	116320	225920	454240
Mémoire en Kb	M10K	1760	3080	4460	6860	12200
	MLAB	196	303	424	836	1717
Blocs DSP à précision variable		25	66	150	156	342
Multiplieurs 18x18		50	132	300	312	684
PLL		4	4	6	7	8
Entrées/sorties		224	224	240	480	480
LVDS	Transmission	56	56	60	120	120
	Réception	56	56	60	120	120

TABLE 6.6 – Ressources matérielles du Cyclone V.

6.6.3.4/ MICROPROCESSEUR INTÉGRÉ ARM®CORTEX™-A9

Traditionnellement, le FPGA était piloté par un microprocesseur externe. Avec cette nouvelle famille, le microprocesseur est intégré au FPGA, ce qui représente un gain en termes de performances, de consommation, de taille du composant et de prix. La FIGURE 6.10 montre l'architecture de ce processeur embarqué.

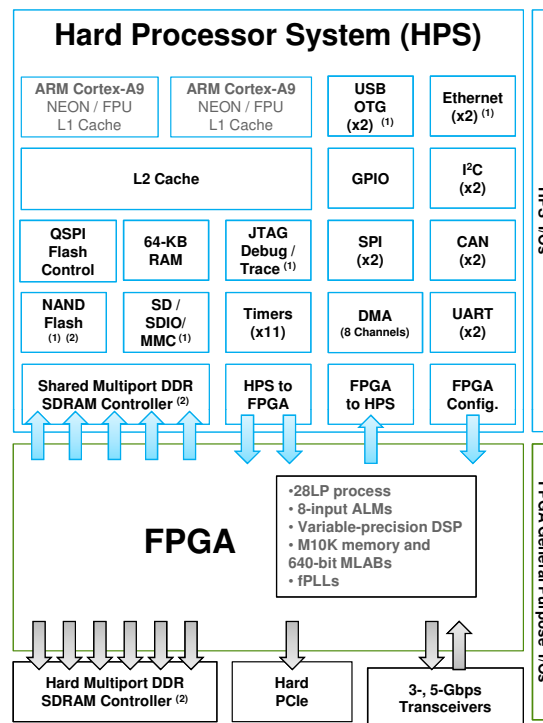


FIGURE 6.10 – Architecture du microprocesseur intégré ARM®Cortex™-A9.

Les caractéristiques principales de ce microprocesseur sont :

- Processeur :
 - ★ Dual core ARM®Cortex™-A9.
 - ★ 4000 DMIPS (plus de 800 MHz par cœur).
 - ★ Coprocesseur NEON/FPU.
 - ★ 32 kb de cache L1.
 - ★ 512 kb de cache L2.
- Contrôleur multi-ports SDRAM (Synchronous Dynamic Random Access Memory) :
 - ★ 400 MHz DDR2/3 et LPDDR2.
 - ★ 200 MHz LPDDR1.
 - ★ 8,16 et 32 bits avec code correcteur d'erreur.
- Bande passante :
 - ★ 100 Gb/s entre processeur et FPGA.
 - ★ 100 Gb/s entre FPGA et SDRAM.
- Basse consommation énergétique.

■ **En résumé** – Les chaînes numériques TX et RX incluent les composants les plus performants disponibles sur le marché d'aujourd'hui, avec des convertisseurs de 16 bits cadencés à plus de 200 MHz, et un FPGA de 300 000 éléments logiques. Ces ressources

matérielles sont un atout permettant d'imaginer plus de fonctions numériques.

6.7/ RÉALISATION DES PREMIERS PROTOTYPES

À ce moment même de rédaction de ce manuscrit, les premiers prototypes du DigiRep[®] sont achevés. Ces prototypes sont en stade de vérification des schémas électriques et tests matériels comprenant essentiellement :

- Les tests mécaniques et recherche d'anomalies.
- L'estimation de consommation électrique, tests de température.
- La programmation des différents composants : microcontrôleurs, convertisseurs, mémoires, ...
- Les tests de communication entre les divers modules.
- Premiers tests des chaînes numériques : TX et RX.

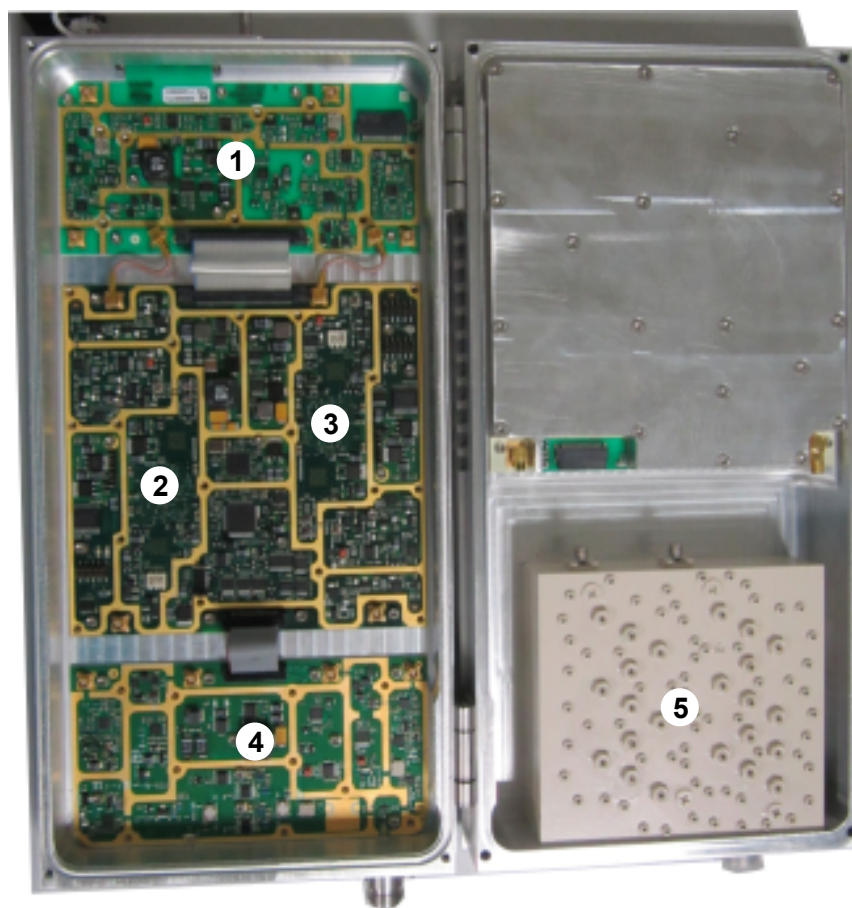


FIGURE 6.11 – Photo de la face avant du premier prototype DigiRep[®].

La FIGURE 6.11 montre le premier protocole du DigiRep[®]. On distingue ses modules principaux :

1. Carte MS : multiplexage et amplification vers la station mobile.
2. Voie TX : traitement numérique.
3. Voie RX : traitement numérique.

4. Carte BS : multiplexage et amplification vers la station de base.
5. Multiplexeur.

CONCLUSION

Les répéteurs existants à l'heure actuelle sont de moins en moins compétitifs sur les plans technologiques, commerciaux et écologiques. Par son repositionnement et son choix porté sur le "tout numérique", l'entreprise partenaire s'offre la possibilité de réaliser un produit moderne et concurrentiel, pour faire face aux produits concurrents. Le DigiRep[®] représente une plate-forme commune de tous les répéteurs existants, il vise des marchés de plus en plus exigeants en termes de fonctionnalités, de prix et d'ergonomie. En effet, la décision d'intégrer plusieurs modules à base de composants de haute performance, à l'instar du **FPGA Cyclone V 5CEFA7F23I7N**, traduit la volonté de faire de ce nouveau répéteur le produit qui répond aux attentes du marché actuel.

La carte micro PC VDX-6358RD et l'ensemble des modules assurent des performances exceptionnelles du répéteur, il est désormais possible d'effectuer toutes les opérations de calculs mathématiques en interne, c'est-à-dire sans faire appel à une machine de calcul telle que celle utilisée avec les produits actuels. À titre d'exemple, le calcul des coefficients d'un filtre (pré-distorsion, multi-bande, ...) se faisait sur ordinateur via un GUI, l'ensemble des coefficients était ensuite transmis à l'architecture implantée sur le **FPGA**, ce transfert se faisant en local ou à distance via un protocole défini. Désormais l'ordinateur de calcul est remplacé par la carte micro PC VDX-6358RD et les nombreux GUIs sont remplacés par une interface web unique, qui reçoit seulement les paramètres du filtre, cette carte effectue et transfère les coefficients à l'architecture en toute autonomie. Un système de supervision VisiOmc[™] et de gestion de licence assure la gestion du parc des répéteurs à travers un territoire donné.

Les premiers prototypes de cette nouvelle plate-forme DigiRep[®] sont actuellement en phase de vérification matérielle pour assurer les tests logiciels de première nécessité, les résultats sont encourageants, les premières applications numériques sont d'ores déjà prêtes à être implantées. Nous en verrons dans le chapitre suivant deux exemples, et nous résumerons l'ensemble des applications prévues à court terme.

APPLICATIONS NUMÉRIQUES

Nous exposons dans ce dernier chapitre un ensemble d'applications numériques, en mettant l'accent sur la mesure de puissance par bande-opérateur et sur la réduction du facteur de crête, pour leur intérêt industriel immédiat. À la fin de ce chapitre, nous synthétisons les applications les plus importantes, déjà existantes ou prévues à court terme.

Sommaire

7.1	Mesure de la puissance par bande-opérateur	215
7.1.1	Méthode temporelle	216
7.1.2	Méthode fréquentielle	217
7.1.2.1	Rappel	217
7.1.2.2	Simulation	218
7.1.2.3	Implémentation	219
7.1.3	Résultats	219
7.1.4	Axes d'amélioration	221
7.1.4.1	Multiplexage	221
7.1.4.2	Solution logicielle	221
7.2	Réduction du facteur de crête	223
7.2.1	Les distorsions d'intermodulation	224
7.2.2	Mesure des DIMs	225
7.2.2.1	Hors bande (ACPR)	225
7.2.2.2	Dans la bande (EVM)	225
7.2.3	Réduction du facteur de crête	225
7.2.3.1	Le PAPR et le CCDF	225
7.2.3.2	Contexte de la réduction du PAPR	227
7.2.4	Réduction du PAPR par écrêtage et filtrage	227
7.2.4.1	Écrêtage par rapport à zéro	228
7.2.4.2	Écrêtage par rapport à la valeur efficace RMS	228
7.3	Synthèse des applications numériques	231
7.3.1	Filtrage multi-bande	231
7.3.2	Anti-écho pour la 3G et la 4G	232
7.3.3	Anti-écho pour la 2G, avec gestion du frequency hopping	232
7.3.4	Pré-distorsion en amplitude et en phase	232
7.3.5	Mesure de puissance et AGC multi-bande	233
7.3.6	Réduction du facteur de crête	233
7.3.7	Mise en veille RX	233

NOTATIONS

Ci-dessous les notations utilisées dans le cadre de ce chapitre.

t	temps
T	période
ν	fréquence
P	puissance
$x(t)$	signal analogique temporel (continu)
$x(n)$	signal numérique temporel (discret)
$X(\nu)$	signal numérique temporel (discret)
N_p	nombre d'échantillons



Remarque

D'autres abréviations peuvent être occasionnellement utilisées, elles seront définies localement dans le texte.

INTRODUCTION

DÉSORMAIS, toutes les fonctions assurées par les répéteurs de l'entreprise partenaire (DigiRep®) sont pleinement numériques. D'ailleurs, le DigiRep® a été conçu en partie pour répondre aux besoins grandissants en traitement numérique. Ces besoins ont été brièvement abordés dans le chapitre précédent, et seront discutés plus en détails dans ce chapitre. Dans l'attente de la validation matérielle et logicielle, nous avons proposé, développé et validé des applications numériques sur l'ancienne plate-forme. Leur migration vers la nouvelle cible du DigiRep® est une étape ultérieure qui ne sera pas discutée dans ce manuscrit.

Dans ce chapitre, nous détaillons deux applications aussi intéressantes scientifiquement qu'utiles industriellement ; la mesure de puissance bande-opérateur et la réduction du facteur de crête. Ces deux sujets ont fait l'objet de stages de fin d'étude pour étudiants de deuxième année de Master. Nous passons en revue une partie des applications prévues à court terme.

Le développement de ces applications a fait l'objet de recherches bibliographiques, de calculs théoriques, de simulations, d'implantation matérielle, de tests et des mesures. Nous présentons ici un résumé de ces travaux ainsi que les résultats finaux. Des axes d'amélioration sont également proposés.

7.1/ MESURE DE LA PUISSANCE PAR BANDE-OPÉRATEUR

Le marché des radiocommunications exige de plus en plus des répéteurs multi-opérateurs, c'est-à-dire des répéteurs capables de traiter plusieurs opérateurs simultanément. Ayant une limite de puissance à un gain donné, le répéteur est équipé d'un AGC (**A**utomatic **G**ain **C**ontrol) lui permettant de limiter son gain de sortie afin de protéger les circuits électroniques (particulièrement les amplificateurs de puissance). Cette limitation de gain se traduit par une limitation de puissance globale, en limitant les puissances de tous les opérateurs.

Pour diverses raisons, il arrive qu'un opérateur (ou plusieurs) augmente la puissance de son émetteur. Le répéteur fonctionne, le plus souvent, à son gain maximal, qui est proche de la zone de saturation. Toute augmentation de la puissance composite active l'AGC, qui limite la puissance en sortie du répéteur en diminuant le gain global de celui-ci. Par conséquent un opérateur n'ayant pas modifié la puissance de son émetteur voit son gain diminuer au niveau du répéteur, et donc sa couverture est restreinte. La FIGURE 7.1 illustre ce scénario.

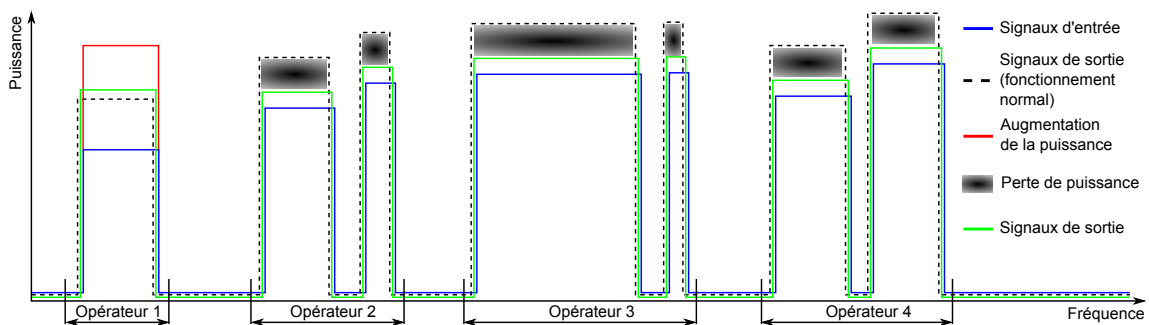


FIGURE 7.1 – Limitation de la puissance due à l'augmentation de la puissance d'un opérateur.

Du point de vue commercial, chaque client paye pour les services qu'offrent les répéteurs. Or, la limitation de la puissance composite pose un problème d'équité. En effet, l'augmentation de la puissance des émetteurs pénalise l'ensemble des clients.

Nous avons imaginé un système de régulation automatique basé sur le filtrage multi-bande aux gains ajustables, (cf. section 5.2), associé à une détection de la puissance par bande-opérateur. Le système doit agir automatiquement et en temps-réel, mais les contraintes de temps ne sont pas très sévères, elles sont de l'ordre de la seconde.

Rappelons qu'une bande-opérateur est un intervalle de fréquences pouvant contenir plusieurs signaux de différents standards et modulations, tels que le GSM (**G**lobal **S**ystem for **M**obile **C**ommunications), le UMTS (**U**niversal **M**obile **T**elecommunications **S**ystem) et le LTE (**L**ong **T**erm **E**volution).

Le calcul de la puissance par bande-opérateur consiste à estimer la puissance moyenne dans toute la bande-opérateur, cette estimation doit prendre en compte seulement les variations dues à une augmentation de la puissance source, et non les fluctuations dues aux modulations, aux standards et au bruit.

Le calcul de la puissance peut s'effectuer dans le domaine temporel, comme dans le domaine fréquentiel par le calcul de la puissance moyenne. Nous verrons, dans les sections suivantes, les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes.

7.1.1/ MÉTHODE TEMPORELLE

Dans le domaine temporel, si $x(t)$ est un signal analogique, on définit sa puissance moyenne par :

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt \quad (7.1)$$

Si $x(n)$ est un signal discret, l'équation (7.1) se transforme en :

$$P = \lim_{N_P \rightarrow \infty} \frac{1}{N_P} \sum_{n=0}^{N_P-1} x(n)^2 \quad (7.2)$$

Le calcul de la puissance dans le domaine temporel englobe toutes les fréquences. Dans un système échantillonné à 100 MHz par exemple, recevant les signaux de 4 opérateurs, le calcul de la puissance moyenne en utilisant l'expression (7.2) fournit la puissance pour les fréquences allant de 0 à 50 MHz, c'est-à-dire de tous les opérateurs. Pour estimer la puissance d'un opérateur donné, il suffit de filtrer les autres opérateurs par filtrage passe-bande. Le synoptique de la FIGURE 7.2 illustre ce mécanisme.

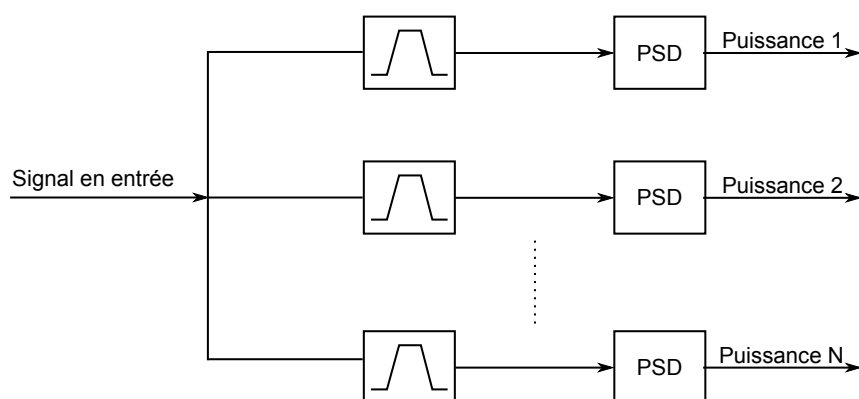


FIGURE 7.2 – Synoptique de détection de puissance dans le domaine temporel.

Nous avons simulé un exemple d'un signal composite, contenant 4 opérateurs ayant une ou plusieurs porteuses, avec des niveaux de puissance différents. Les limites des bandes opérateurs sont (dans l'ordre) : [6, 10], [15, 21], [25, 32], [38, 44] MHz. La FIGURE 7.3 montre ces signaux dans le domaine temporel ainsi que leurs puissances moyennes en décibels au cours du temps.

Le filtrage successif par filtre passe-bande permet d'estimer la puissance moyenne individuelle comme le montre la FIGURE 7.3. Cette méthode est avantageuse du point de vue de la simplicité. En effet, il est aisé d'implémenter des filtres passe-bande ainsi que le calcul de la puissance moyenne. Néanmoins, elle nécessite un filtre par opérateur, ces filtres devant être sélectifs, notamment si l'écart entre bandes opérateurs n'est pas suffisamment large. Autant de filtres sélectifs rend cette technique moins intéressante du point de vue des ressources matérielles.

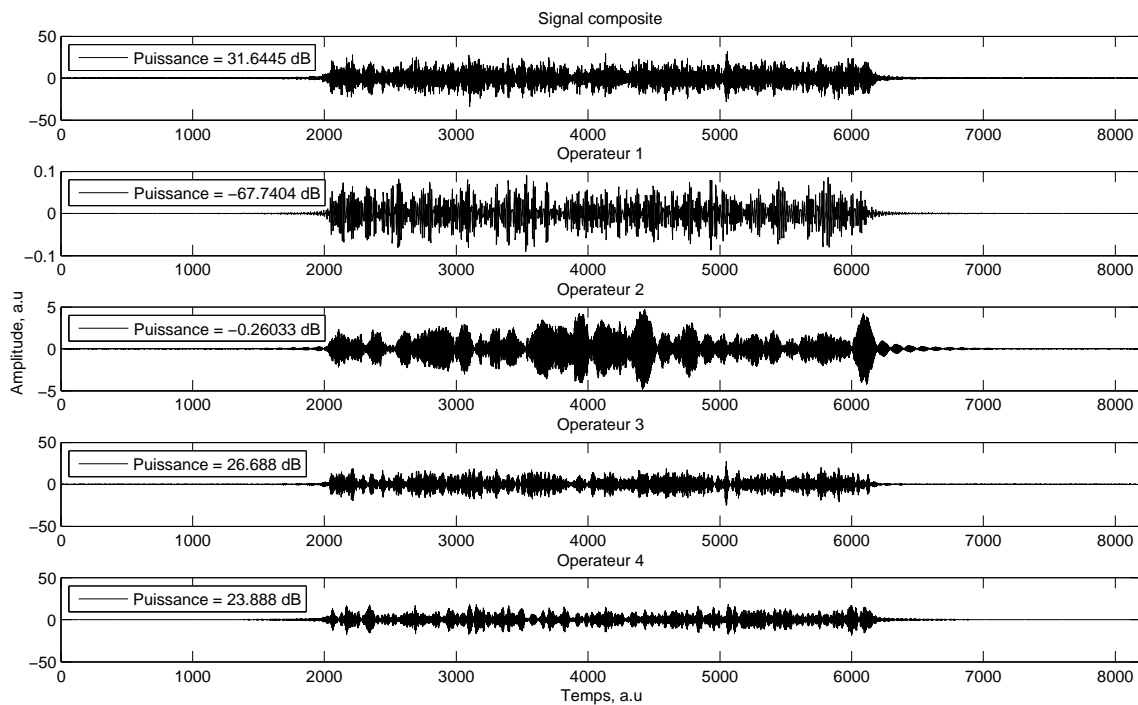


FIGURE 7.3 – Simulation de la détection de puissance dans le domaine temporel.

7.1.2/ MÉTHODE FRÉQUENTIELLE

7.1.2.1/ RAPPEL

Le théorème de PARSEVAL nous rappelle que le calcul de la puissance moyenne peut s'effectuer dans le domaine fréquentiel. De plus, si $x(t)$ est un signal temporel et $X(\nu)$ est sa Transformée de FOURIER, alors :

$$\int_{\mathbb{R}} |x(t)|^2 dt = \int_{\mathbb{R}} |X(\nu)|^2 d\nu. \quad (7.3)$$

Si $x(n)$ est un signal échantillonné et $X(k)$ est sa Transformée de FOURIER Discrète, l'équation (7.3) devient :

$$\sum_{n=0}^{N_P-1} x(n)^2 = \frac{1}{N_P} \sum_{k=0}^{N_P-1} |X(k)|^2, \quad (7.4)$$

N_P étant le nombre d'échantillons. En temps-réel, N_P est le nombre d'échantillons (taille) de la fenêtre "glissante" d'acquisition, on utilise l'algorithme FFT (Fast FOURIER Transform) (cf. sous-section 4.1.4) pour le calcul de la Transformée de FOURIER Discrète, et on parle de la puissance moyenne instantanée, c'est-à-dire que si, à chaque instant n , la série $\{X_k(n)\}_{k=0, \dots, N_P-1}$ correspond à la FFT de la fenêtre temporelle $\{x(n-i)\}_{i=0, \dots, N_P-1}$ alors, à partir de l'équation (7.4), on a :

$$P(n) = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} x(n-i)^2 = \frac{1}{N_P^2} \sum_{k=0}^{N_P-1} |X_k(n)|^2. \quad (7.5)$$

7.1.2.2/ SIMULATION

Reprenons l'exemple de la sous-section 7.1.1, de 4 opérateurs dont les limites de bandes sont [6, 10], [15, 21], [25, 32], [38, 44] MHz, que nous faisons évoluer dans le temps pour simuler la notion du temps-réel. La FIGURE 7.4 (1) montre le spectre de puissance du signal à trois instants différents, la puissance composite fluctue sensiblement à cause des modulations, des standards et du bruit.

La puissance moyenne instantanée $P(n)$ des différents signaux est calculée selon l'expression (7.5) par l'utilisation de la fonction FFT de MATLAB®.

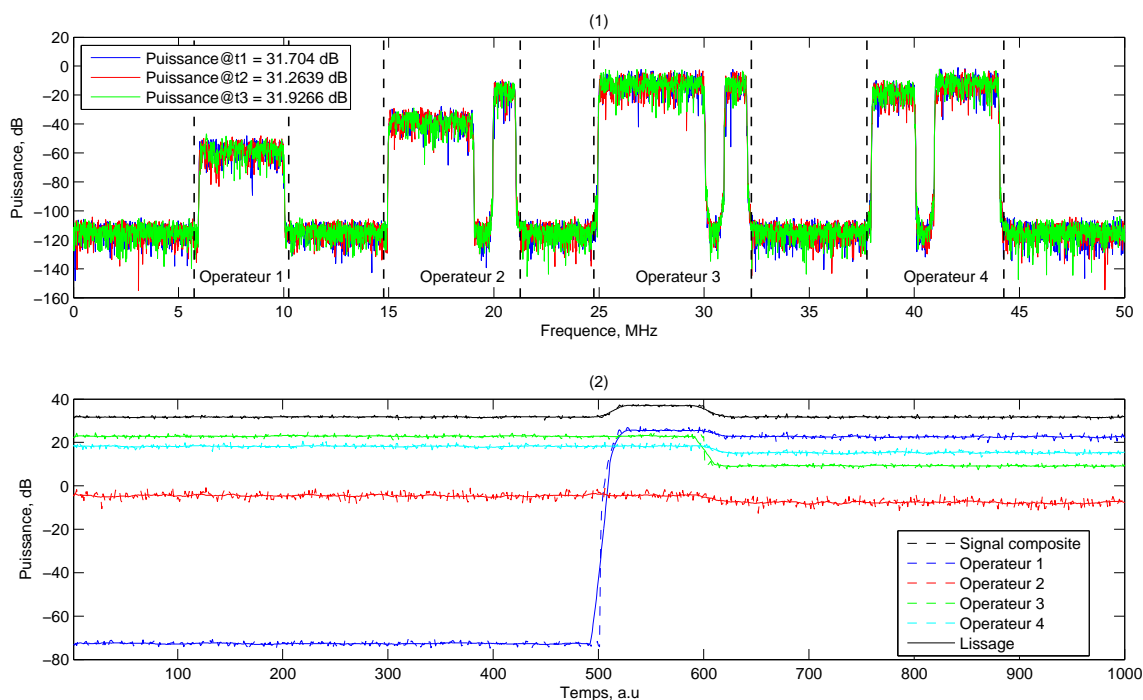


FIGURE 7.4 – Simulation de la détection de puissance dans le domaine fréquentiel.

La FIGURE 7.4 (2) montre l'évolution des puissances d'opérateurs détectées, ainsi que la puissance composite, en fonction du temps. Les puissances fluctuent autour de leurs puissances moyennes, ces fluctuations peuvent aller jusqu'à 10 dB crête à crête.

Rappelons que l'objectif est de détecter les variations des puissances appliquées par les opérateurs, c'est-à-dire une variation franche de la puissance, et qu'il faut limiter les fluctuations, en préservant la sensibilité du système. À défaut, ces fluctuations vont actionner le système de régulation en permanence, ce qui représente une perte d'énergie et de qualité du signal. Un lissage de type moyenne glissante est une solution simple et efficace pour stabiliser les fluctuations autour de la puissance moyenne, comme le montre la FIGURE 7.4 (2), son effet lors d'une augmentation de puissance restant négligeable, car le signal "moyenné" suit le signal original avec très peu de retard et d'atténuation.

En effet, à l'instant 500, nous avons simulé une augmentation de la puissance de l'opérateur 1 d'environ 100 dB¹. Cette augmentation contribue à l'augmentation de la puissance composite d'environ 6 dB. En réaction, le système réel (l'AGC) diminue le gain du répéteur de 6 dB. Par conséquent, la puissance de tous les opérateurs diminue comme le

1. En pratique, l'augmentation de puissance est inférieure à cette valeur.

montre la FIGURE 7.4 (2) à partir de l'instant 600.

7.1.2.3/ IMPLÉMENTATION

En pratique, l'algorithme FFT calculé dans le domaine complexe et en bande de base est plus efficace² que celui établi dans le domaine réel en IF (Intermediate Frequency). Pour cela, le signal d'entrée est transposé en bande de base par un NCO (Numerically Controlled Oscillator), filtré puis fenêtré, selon le schéma synoptique de la FIGURE 7.5. Dans cette figure, les deux voies de traitement sont en quadrature, représentant les parties réelle et imaginaire d'un nombre complexe. En effet comme nous l'avons expliqué dans le Chapitre 4, le calcul suivant deux voies est plus avantageux, du point de vue recombinaison spectrale, que celui opéré sur une seule voie.

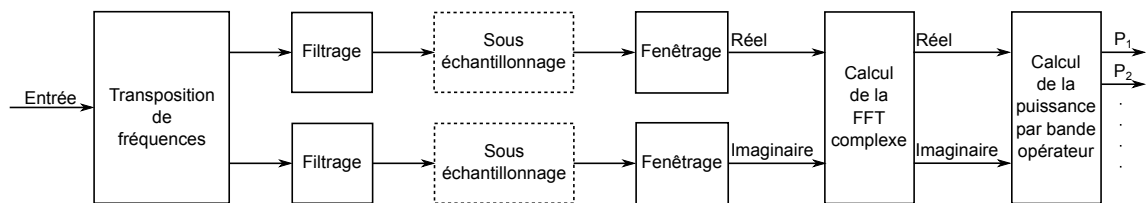


FIGURE 7.5 – Synoptique de l'estimation de la puissance par bande-opérateur.

En fonction de la largeur de bande à traiter et de la fréquence d'échantillonnage, un sous-échantillonnage peut être utile afin de réduire les ressources matérielles, ou bien pour augmenter les performances.

Dans la bibliothèque de l'outil QUARTUS®II, on retrouve la fonction FFT, qui permet d'établir l'algorithme d'une manière optimisée [6].

Le mode *burst* de la fonction FFT établit son calcul à partir d'un *buffer* et fournit les parties réelle et imaginaire de la FFT en sortie. À partir de ces résultats et des signaux de synchronisation, nous avons développé un algorithme, appelé *PsdEstim*, qui calcule la puissance moyenne selon l'équation (7.5). Cet algorithme est écrit en langage VHDL (VHSIC Hardware Description Language) et est détaillé en Annexe C.

7.1.3/ RÉSULTATS

Le calcul de la PSD (Power Spectral Density) en temps-réel est une accumulation des valeurs $X_k^2(n)$ pour $k = 0, \dots, N_p - 1$, cette accumulation se ré-initialise à chaque fin de bande-opérateur, comme le montre la FIGURE 7.6.

La valeur maximale de cette accumulation, précédant la ré-initialisation, correspond à la valeur instantanée de la puissance moyenne de cette bande-opérateur. L'algorithme *PsdEstim* se charge de mémoriser cette valeur maximale et d'effectuer la moyenne avec les trames suivantes. En effet, les 4 bandes de la FIGURE 7.6 représentent une seule trame fournie par la FFT. Cette trame est d'une durée $\tau_{trame} = 2N_{FFT}t_s$, où N_{FFT} est la profondeur de la FFT et t_s est la période d'échantillonnage. Typiquement $\tau_{trame} = 2 \times 1024 \times 0.01 = 20.48 \mu s$.

On peut considérer que τ_{trame} est le temps de rafraîchissement du calcul de la puissance moyenne, les fluctuations et variations de la puissance seront détectables d'une trame

2. Les artefacts dûs au changement hétérodyne sont supprimés en sortie.

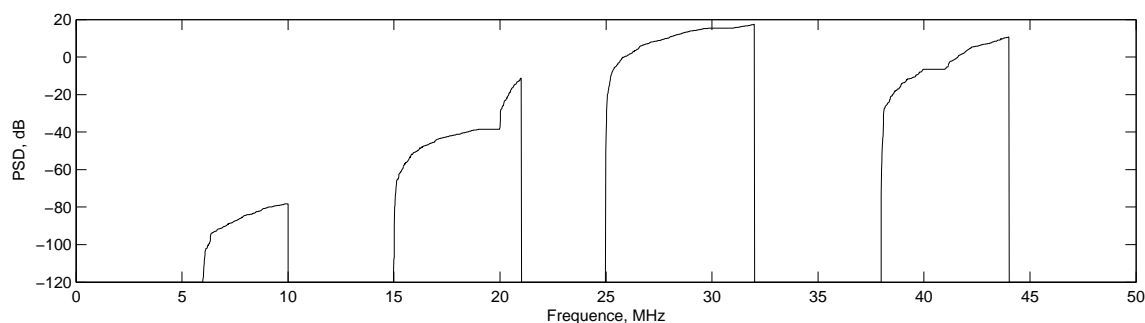


FIGURE 7.6 – Calcul cumulatif de la PSD.

à une autre. La FIGURE 7.7 est une représentation de l'évolution du calcul cumulatif de la puissance moyenne en fonction du temps et de la fréquence. Sur cette figure, nous avons tracé 10 trames contenant chacune 4 opérateurs, les maxima de chaque bande sont lissés sur un certain nombre de trames.

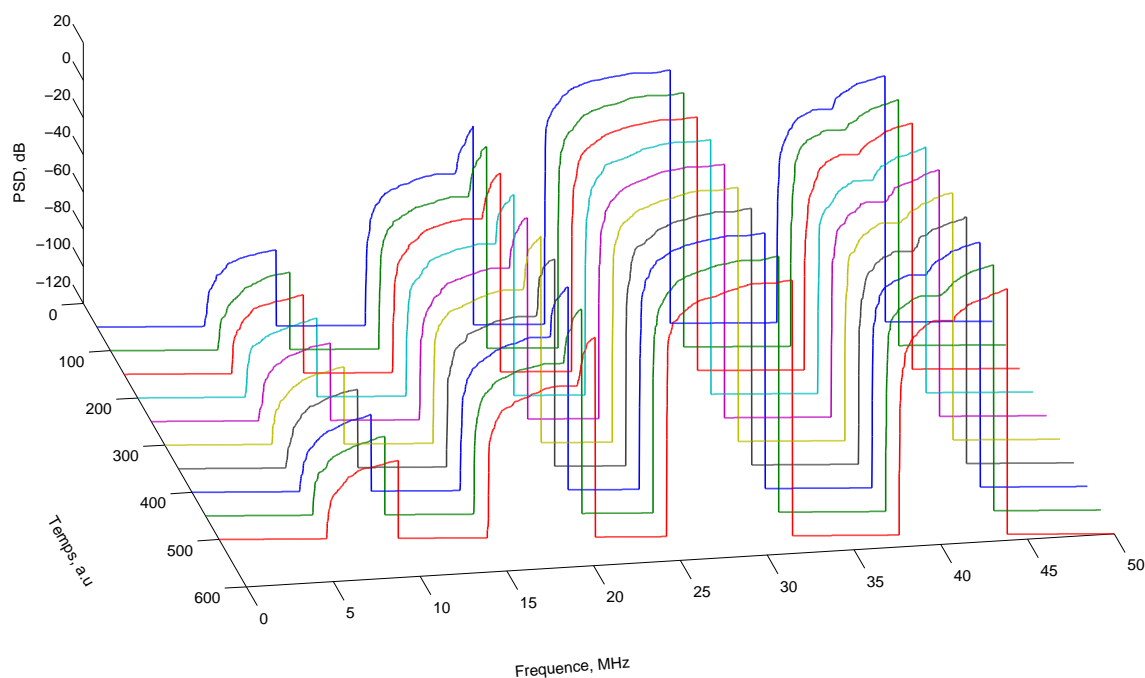


FIGURE 7.7 – Calcul cumulatif de la PSD en temps-réel.

À titre d'exemple, les maxima de la première bande $[6, 10]$ MHz sont : -78.6262, -78.329, -77.5754, -79.1768, -77.8544, -79.3183, -79.066, -79.117, -78.8854, -76.7902 dB. Leur moyenne sur les 10 trames est égale à -78.4739 dB. Cette valeur correspond bien à celle trouvée en simulation (FIGURE 7.4).

On note que la latence due au lissage, aux synchronisations et aux diverses opérations arithmétiques est de l'ordre de la microseconde, ce qui peut être négligeable devant la latence de la FFT.

7.1.4/ AXES D'AMÉLIORATION

Telle que décrite, la solution de détection de puissance par bande-opérateur est suffisamment fiable et rapide. Justement, les besoins actuels en rapidité sont de l'ordre de la seconde, or la latence de cette solution est de l'ordre de la microseconde. Ainsi, nous pouvons réaliser des économies de ressources en proposant des solutions moins rapides.

7.1.4.1/ MULTIPLEXAGE

Dans l'algorithme *PsdEstim*, l'estimation des puissances s'effectue d'une manière parallèle, c'est-à-dire que cet algorithme nécessite autant de voies de traitement que de bande-opérateur. Ces voies pouvant être réduite à une seule par un multiplexage et une synchronisation, cela implique que le temps de traitement (latence) sera multiplié par le nombre de voies.

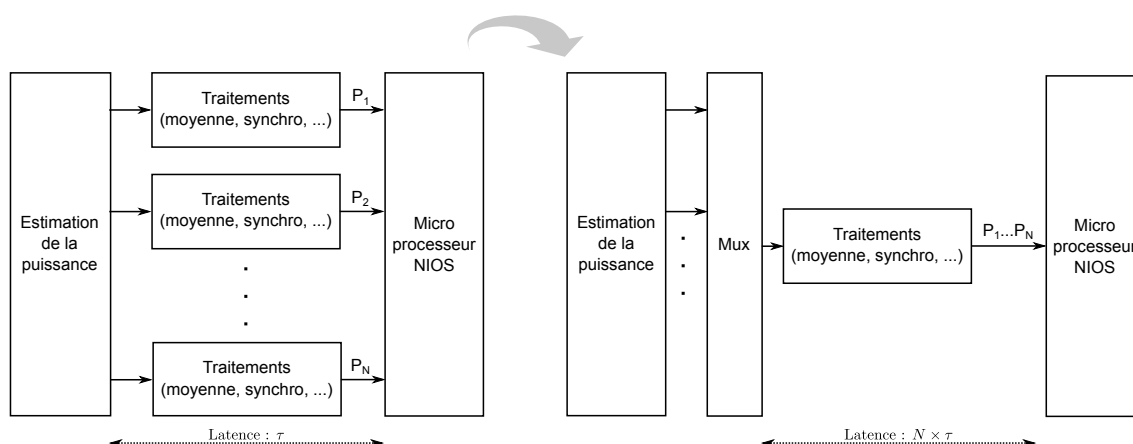


FIGURE 7.8 – Multiplexage dans le cas d'estimation de puissance par bande-opérateur.

La FIGURE 7.8 illustre cette idée de multiplexage. Cette technique a été implantée et a permis de réduire les ressources FPGA (Field-Programmable Gate Array)s d'environ 50 %.

7.1.4.2/ SOLUTION LOGICIELLE

Sous condition de mémoire RAM (Random Access Memory) suffisante au niveau du micro-processeur (NIOS®II ou autre), les modules "Estimation de la puissance" et "Traitements", montrés dans la FIGURE 7.8, peuvent être supprimés. En effet, tous les algorithmes programmés en VHDL jusqu'à présent peuvent être retranscrits en langage micro-processeur, généralement en langage C-C++. Cette approche permet d'effectuer tous les calculs d'une manière logicielle, et économiser ainsi plus de ressources. En contre partie, les temps de calcul se multiplieront.

■ **En résumé** – Nous avons réalisé un système de mesure de puissance, dans le domaine fréquentiel, ayant les caractéristiques suivantes :

- Fonctionnement en temps-réel.
- Une latence de l'ordre de la dizaine de microsecondes.

- L'expérimentation a montré que le système est capable de détecter des puissances allant de -60 à 0 dBm.
- Sous réserve de ressource pour le filtrage passe-bande, il est possible de réaliser le même système dans le domaine temporel.
- Ce système pilotera le filtrage multi-bande aux gains ajustables pour éviter de pénaliser les autres opérateurs, si l'un d'eux vient augmenter la puissance de son émetteur principal.
- Ce système peut être utilisé dans le but d'une amplification sélective, c'est-à-dire à la demande.

7.2/ RÉDUCTION DU FACTEUR DE CRÊTE

Les signaux large bande tels que ceux modulés en OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ou WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) ont de fortes variations de puissance caractérisées par le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) ; ces variations génèrent des distorsions lors de leur passage par des composants non linéaires. Elles constituent l'un des inconvénients majeurs de ce type de signaux. Seule une baisse du gain peut éviter au signal des distorsions, car dans les cas les plus sévères, cette diminution peut atteindre 10 dB. C'est une perte de performance des amplificateurs qui se répercute sur la couverture.

Face à cette situation, une multitude de méthodes et techniques ont été proposées dans la littérature pour améliorer les performances des émetteurs multi-porteuses. Un premier groupe de méthodes consiste à agir sur l'amplificateur afin de le rendre linéaire ou d'éviter les distorsions du signal d'entrée. On parle dans ce cas de méthodes de linéarisation [40, 68, 114, 153, 224]. Un deuxième groupe de méthodes se focalise plutôt sur le signal à amplifier en proposant de réduire sa dynamique. Cela permet le fonctionnement de l'amplificateur dans sa zone de linéarité avec un meilleur rendement. On parle de méthodes de réduction du PAPR [21, 89, 109, 134, 148, 212, 214, 216]

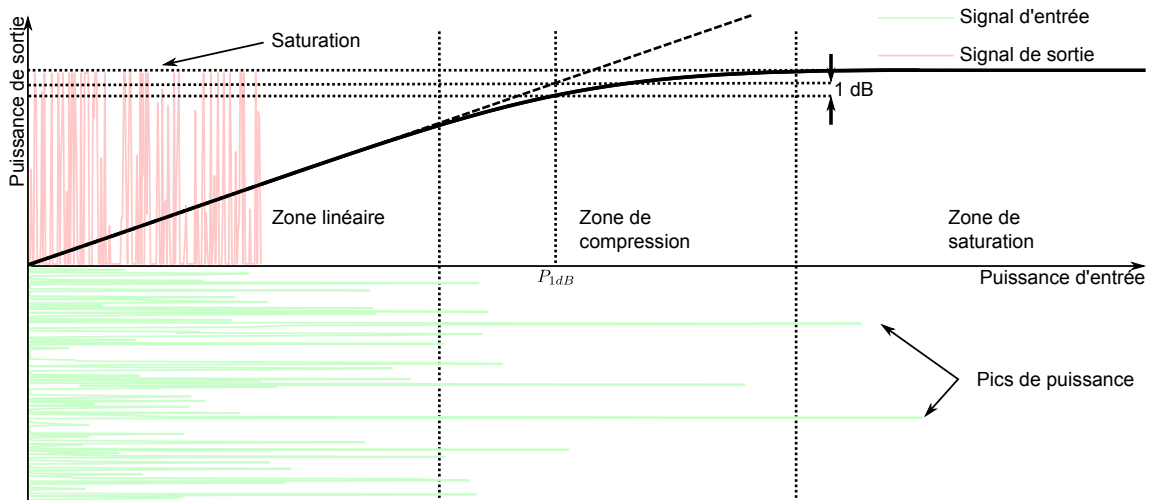


FIGURE 7.9 – Caractéristiques d'un amplificateur de puissance.

La FIGURE 7.9 montre la courbe caractéristique d'un amplificateur de puissance, on distingue :

- La zone de linéarité qui correspond à la capacité de l'amplificateur à garder constante la pente de la courbe donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.
- La zone de saturation : correspond à la limitation de linéarité venant de l'alimentation de l'amplificateur, la tension de sortie ne peut dépasser la tension d'alimentation de l'amplificateur. La linéarité d'un amplificateur est aussi limitée par la vitesse de balayage de celui-ci, dite *slew rate*.
- La zone de compression est la zone intermédiaire entre la linéarité et la saturation. Cette zone est souvent caractérisée par le point de compression P_{1dB} . Ce point est défini comme étant la puissance d'entrée pour laquelle la puissance en sortie est inférieure de 1 dB à la puissance qui aurait été obtenue par un amplificateur

parfaitement linéaire.

7.2.1/ LES DISTORSIONS D'INTERMODULATION

Dans le cas idéal, la puissance de sortie est un multiple de la puissance d'entrée (loi linéaire). Mais en réalité la courbe caractéristique n'est pas linéaire comme le montre la FIGURE 7.9, cette non linéarité crée des distorsions appelé DIM (**D**istorsion d'**I**ntermodulation).

Pour montrer la non linéarité de la fonction de transfert, il faut considérer que l'amplificateur a une fonction de transfert de la forme :

$$V_s = \sum_{i=1}^N G_i V_e^i, \quad (7.6)$$

c'est-à-dire que V_s dépend des puissances des V_e , le signal d'entrée étant lui-même composé de plusieurs porteuses aux pulsations ω_i :

$$V_e = \sum_{k=1}^M a_k \cos(\omega_k t). \quad (7.7)$$

Si on se limite au cas $N = 3$ et $M = 2$, à partir des équations (7.7) et (7.6) on a :

$$\begin{aligned} V_s = & \left(\frac{3}{4}G_3 a_1^3 + G_1 a_1 + \frac{3}{2}G_3 a_1 a_2^2 \right) \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2}G_2 a_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{4}G_3 a_1^3 \cos(3\omega_1 t) \\ & + \left(G_1 a_2 + \frac{3}{2}G_3 a_1^2 a_2 + \frac{3}{4}G_3 a_2^3 \right) \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{4}G_3 a_2^3 \cos(3\omega_2 t) + \frac{1}{2}G_2 a_2^2 \cos(2\omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4}G_3 a_1 a_2^2 \cos(\omega_1 t - 2\omega_2 t) + \frac{3}{4}G_3 a_1 a_2^2 \cos(\omega_1 t + 2\omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4}G_3 a_1^2 a_2 \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + G_2 a_1 a_2 \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) \\ & + G_2 a_1 a_2 \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) + \frac{3}{4}G_3 a_1^2 a_2 \cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) \\ & + \frac{1}{2}G_2 a_1^2 + \frac{1}{2}G_2 a_2^2. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Si on pose $a_1 = a_2 = 1$ et $G_1 = G_2 = G_3 = 1$, alors :

$$\begin{aligned} V_s = & \frac{13}{4} \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_1 t) \\ & + \frac{13}{4} \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_2 t) \\ & + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) + \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4} \cos(\omega_1 t - 2\omega_2 t) + \frac{3}{4} \cos(\omega_1 t + 2\omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) \\ & + 1 \end{aligned} \quad (7.9)$$

La FIGURE 7.10 montre un exemple d'intermodulation telle qu'exprimée par l'expression (7.9), dans le cas $\omega_1 = 10$ et $\omega_2 = 11$.

Les raies en rouge représentent les produits DIMs. Leur filtrage peut s'avérer impossible. Les composantes dues à l'intermodulation d'ordre 2 génèrent des composantes éloignées des deux signaux d'entrée qui sont éliminées plus facilement par filtrage.

Les DIMs d'ordre 2 sont des fonctions de a^2 et les DIMs d'ordre 3 sont des fonctions de a^3 . La DIM d'ordre 3 est la DIM la plus gênante car les produits $2\omega_2 - \omega_1$ et $2\omega_1 - \omega_2$,

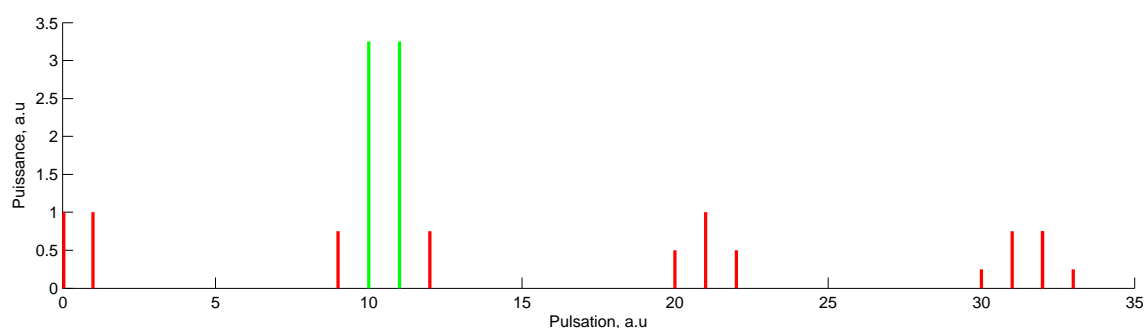


FIGURE 7.10 – Spectre en sortie d'un amplificateur non linéaire.

les plus proches, croissent en fonction de a^3 alors que le signal utile croît en fonction de a [60].

7.2.2/ MESURE DES DIMS

7.2.2.1/ HORS BANDE (ACPR)

Le taux **ACPR** (**A**djacent **C**hannel **P**ower **R**atio) représente le rapport entre la puissance des signaux adjacents (dûs aux **DIMS**) et la puissance du signal utile. Le calcul des **ACPRs** caractérise l'augmentation de la puissance spectrale en dehors de la bande, appelée **shoulders**. Cette grandeur traduit la probabilité de causer des DIMS d'un système donné.

De nombreuses normes de transmission, telles que **IS-95** (**I**nterim **S**tandard **95**), **WCDMA**, **802.11** et **Bluetooth** ont leurs propres définitions pour les mesures de l'**ACPR**. La plupart des normes définissent la mesure des **ACPRs** comme le ratio de la puissance moyenne dans le canal principal sur celle de tous les canaux adjacents dûs aux DIMS. La **FIGURE 7.11** montre le spectre d'un signal **WCDMA** traversant un amplificateur non linéaire.

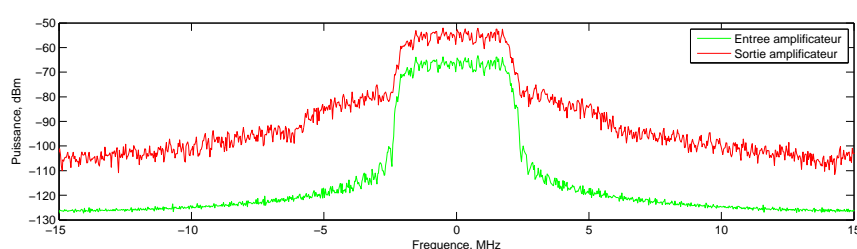


FIGURE 7.11 – Exemple d'ACPR dans le cas d'un signal WCDMA.

7.2.2.2/ DANS LA BANDE (EVM)

La mesure de l'erreur dans la bande la plus commune est l'**EVM** (**E**rror **V**ector **M**agnitude), mais il existe d'autres mesures comme le **MER** (**M**odulation **E**rror **R**atio) et le **BER** (**B**it **E**rror **R**ate) (cf. Chapitre 1).

7.2.3/ RÉDUCTION DU FACTEUR DE CRÊTE

7.2.3.1/ LE PAPR ET LE CCDF

Un des points faibles des modulations multi-porteuses, telles que l'OFDM, est la variation importante de l'amplitude du signal, par rapport à la valeur moyenne, en fonction des données à transmettre. Cette variation est caractérisée par le PAPR, que l'on peut définir, pour un signal x , selon l'expression (7.10) :

$$PAPR = \frac{\max(x(t)\bar{x}(t))}{E[x(t)\bar{x}(t)]}. \quad (7.10)$$

Dans le cas d'un signal réel,

$$PAPR = \frac{\max(x^2(t))}{x_{\text{rms}}^2(t)}. \quad (7.11)$$

La TABLE 7.1 donne les valeurs du PAPR pour les modulations et les signaux les plus connus.

Type	Pic	RMS	Facteur crête	PAPR, dB
DC	1	1	1	0 dB
Sinus	1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$	$\sqrt{2} \approx 1.414$	3.01 dB
Sinus	1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$	$\sqrt{2} \approx 1.414$	3.01 dB
Triangulaire	1	$\frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0.577$	$\sqrt{3} \approx 1.732$	4.77 dB
Signal carré	1	1	1	0 dB
QPSK	1	1	1	0 dB
64QAM	1	$\sqrt{\frac{3}{7}}$	$\sqrt{\frac{7}{3}}$	3.7 dB
GMSK	1	1	1	0 dB

TABLE 7.1 – Facteur de crête pour les signaux couramment utilisés.

On note que les valeurs du PAPR sont particulièrement élevées pour la modulation 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) utilisée dans l'OFDM.

Les données en modulation OFDM peuvent être considérées comme des variables aléatoires, par conséquent, il en est de même pour le PAPR. Il n'y a donc pas de valeur unique pour le PAPR pour la comparaison des différents systèmes. En tant que tel, il faut considérer la notion de distribution du PAPR. On utilise une fonction appelée CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function), exprimée par :

$$CCDF(\alpha) = Pr\{PAPR \leq \alpha\}, \quad (7.12)$$

Pr désigne la probabilité de présence du pic et α un pourcentage. La FIGURE 7.12 montre un exemple de répartition (à un instant donné) des pics en fonction de leurs puissances.

La réduction du PAPR consiste à atténuer la dynamique du signal par rapport à sa valeur RMS (Root Mean Square) afin de permettre à l'amplificateur d'opérer dans sa zone de linéarité. L'effet sur la courbe du CCDF est montré par la FIGURE 7.13

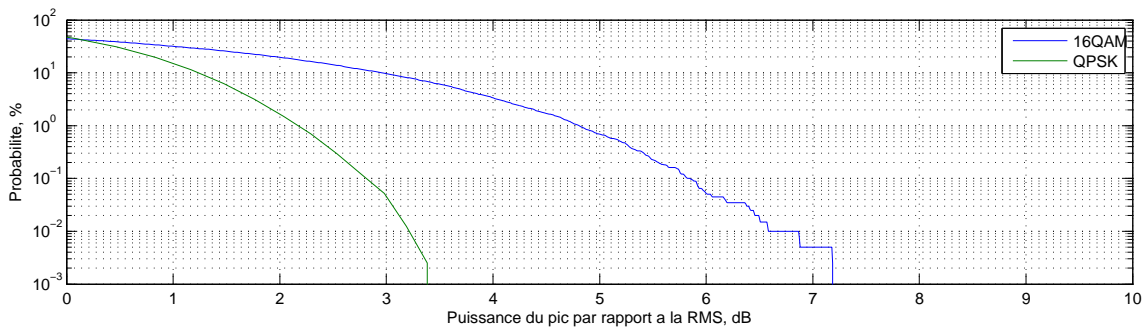


FIGURE 7.12 – Exemple de courbe CCDF dans le cas d’une modulation 16QAM et QPSK.

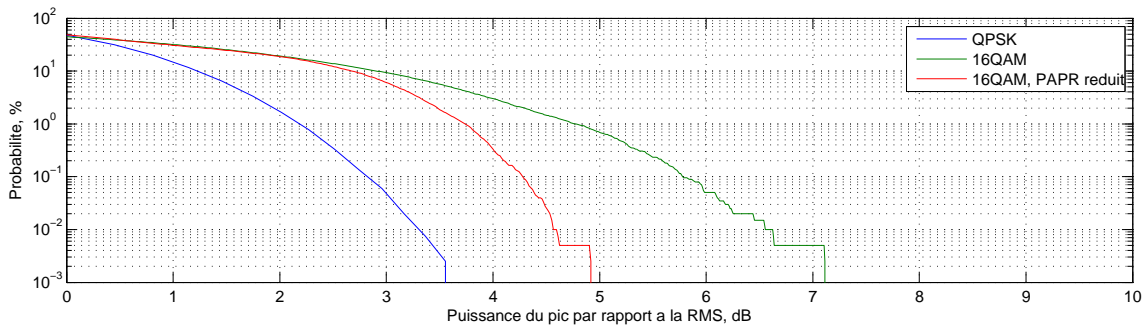


FIGURE 7.13 – Effet de la réduction du PAPR sur le CCDF.

Dans la pratique, le taux de réduction du PAPR est le différentiel entre les deux courbes à $\alpha = 10^{-3}$. Comme on peut le voir sur la FIGURE 7.13, la réduction du PAPR dans le cas d’un signal 16QAM est d’environ 2 dB.

7.2.3.2/ CONTEXTE DE LA RÉDUCTION DU PAPR

Il existe plusieurs méthodes de réduction du PAPR dans la littérature. Parmi les plus célèbres, on trouve :

1. Méthodes de codage telles que REED – MULLER [42, 46, 229] et Trellis shaping [165, 228].
2. Selective mapping [44, 45, 89, 225].
3. Tone reservation [47, 121, 194].
4. Écrêtage puis filtrage.

Les trois premières méthodes sont relativement complexes et nécessitent des ressources matérielles importantes, ainsi qu’un temps de traitement long. De plus, elles sont généralement destinées à un type de modulation bien défini.

L’écrêtage suivi d’un filtrage est une méthode relativement simple du point de vue complexité et implantation matérielle.

7.2.4/ RÉDUCTION DU PAPR PAR ÉCRÊTAGE ET FILTRAGE

C'est l'une des méthodes les plus simples, nous l'avons donc retenue du fait de sa faible complexité et sa relative facilité d'implantation matérielle ; des outils logiciels-matériels sont déjà disponibles pour sa mise en œuvre.

L'idée consiste à écrêter le signal et de le faire passer par un système de filtrage multi-bande (cf. section 5.2) afin d'améliorer les ACPRs.

7.2.4.1/ ÉCRÊTAGE PAR RAPPORT À ZÉRO

Dans le domaine temporel, si $x(t)$ est la valeur du signal à l'instant t , et α une valeur positive, alors le signal écrêté y s'exprime par l'équation (7.13) :

$$y(t) = \begin{cases} +\alpha & \text{si } x(t) \geq \alpha \\ -\alpha & \text{si } x(t) \leq -\alpha \\ x(t) & \text{sinon.} \end{cases} \quad (7.13)$$

Le signal écrêté génère des DIMs qui dégradent les ACPRs, mais un filtrage de type passe-bande suffit pour les améliorer.

Après simulation et implantation de cette solution, nous l'avons soumise à un test en utilisant un signal WCDMA composé de 8 canaux, comme le montre la FIGURE 7.14. Les figures à gauche montrent le signal d'entrée et les figures à droite montrent le signal après écrêtage par rapport à zéro :

- La FIGURE 7.14(a) montre la courbe CCDF du signal d'entrée, donnant 13.77 dB à 0.01 %.
- La FIGURE 7.14(b) montre l'effet de l'écrêtage sur la courbe CCDF, sa valeur à 0.01 % se réduit à 10.29 dB, ce qui veut dire une réduction de PAPR de l'ordre de 3.5 dB.
- La FIGURE 7.14(c) montre le spectre de fréquences des 8 porteuses modulées CDMA (Code Division Multiple Access), leurs ACPRs est d'environ 40 dB.
- La FIGURE 7.14(d) montre le spectre de fréquences après écrêtage, les performances sont dégradées ; l'ACPR chute à moins de 20 dB.
- La FIGURE 7.14(e) montre plusieurs paramètres liés au type de modulation du signal d'entrée, parmi ces paramètres, on retrouve la valeur de l'EVM ; elle est égale à 1.51 %.
- La FIGURE 7.14(f) montre les paramètres liés au type de modulation après écrêtage, l'EVM augmente significativement, il est égal à 17.23 dB.

■ **En résumé** – L'écrêtage par rapport à zéro est efficace en réduction du PAPR, néanmoins, il dégrade fortement l'ACPR et l'EVM. La dégradation de l'ACPR peut être rattrapée par un filtrage multi-bande, quant à l'EVM il n'est plus possible de l'améliorer³.

7.2.4.2/ ÉCRÊTAGE PAR RAPPORT À LA VALEUR EFFICACE RMS

Afin de limiter l'effet de la réduction du PAPR sur l'EVM, nous adaptons la solution pour que l'écrêtage soit effectué par rapport la valeur RMS du signal.

3. Sauf démodulation et application d'algorithmes correcteurs d'erreur, ce qui est fastidieux.

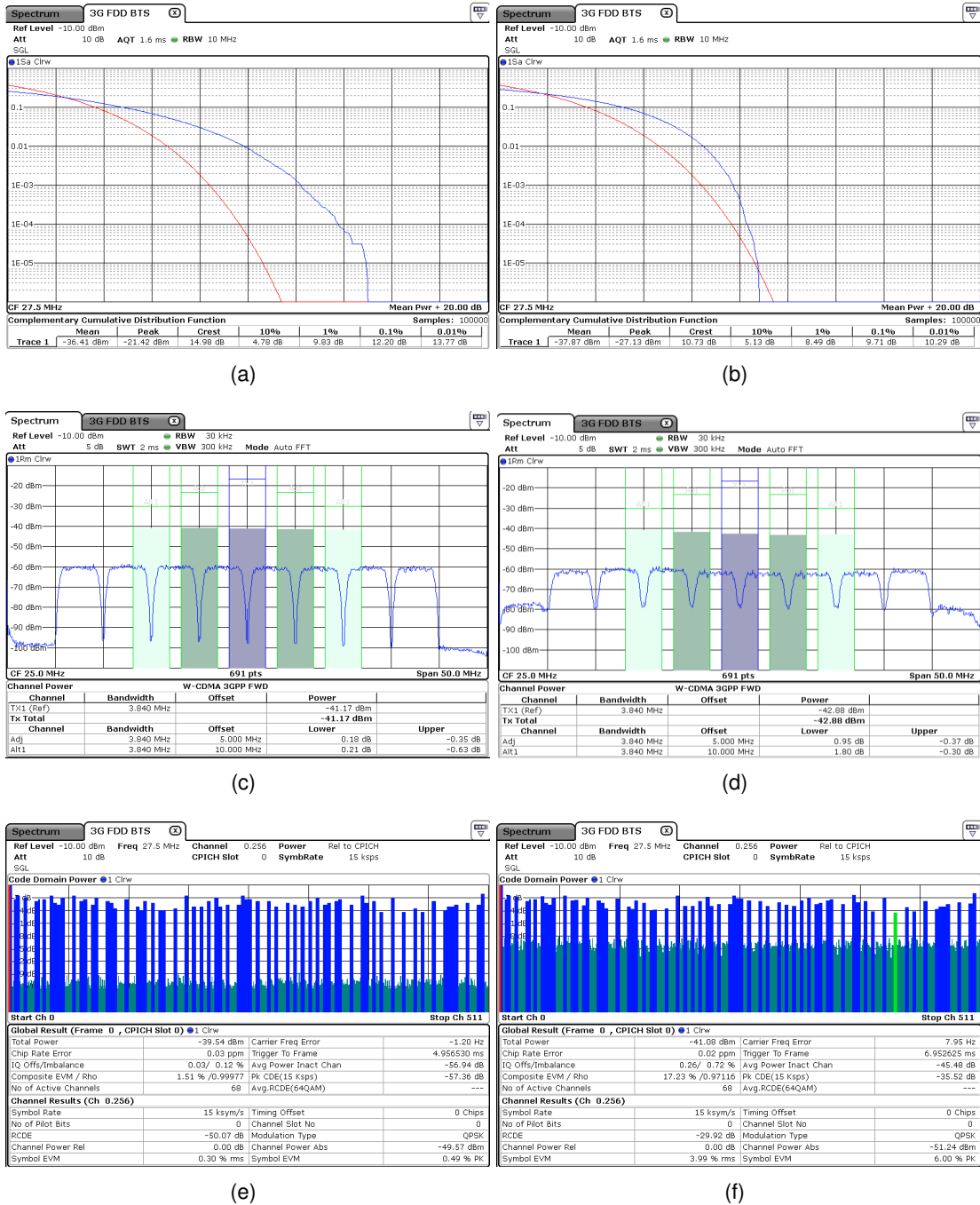


FIGURE 7.14 – Signal WCDMA composé de 8 canaux avant et après écrêtage.

Considérons à nouveau le signal temporel $x(t)$, et $x_{\text{rms}}(t)$ sa valeur RMS à l'instant t , qui est bien sûr toujours positive, l'écrêtage de y par rapport à sa valeur RMS est exprimé par l'équation (7.14) :

$$y(t) = \begin{cases} x_{\text{rms}}(t) + \alpha & \text{si } x(t) \geq \alpha \\ x_{\text{rms}}(t) - \alpha & \text{si } x(t) \leq -\alpha \\ x(t) & \text{sinon.} \end{cases} \quad (7.14)$$

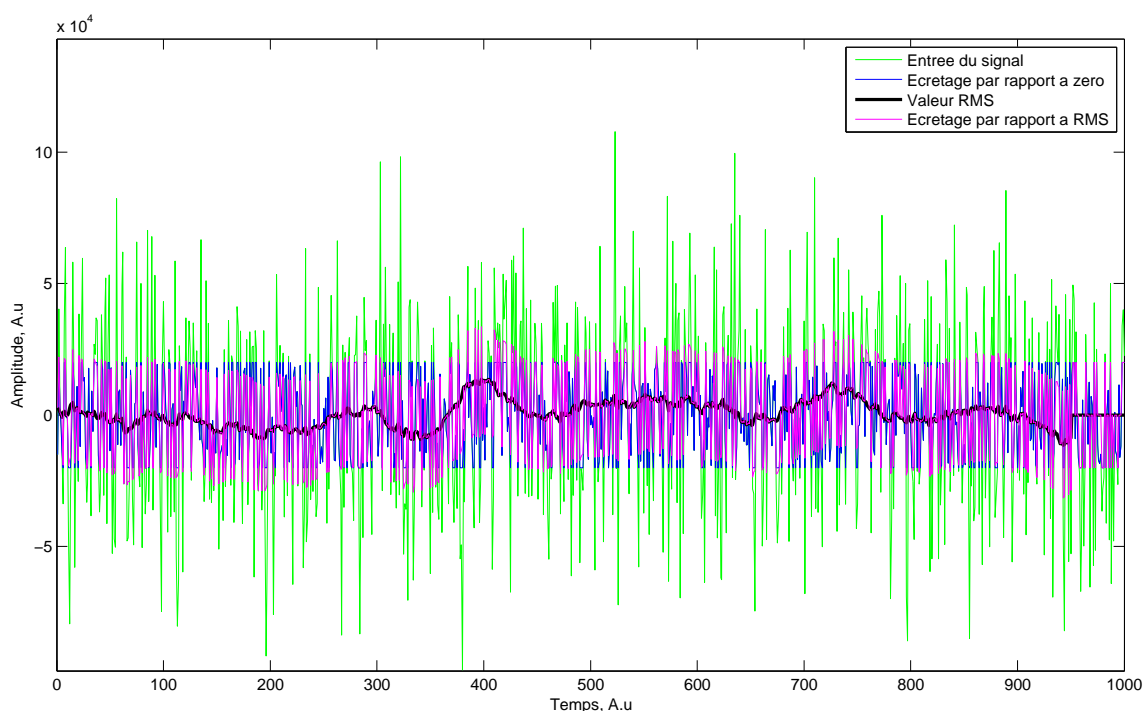


FIGURE 7.15 – Comparaison de l'écrêtage par rapport à zéro à l'écrêtage par rapport à la RMS.

La FIGURE 7.15 compare l'écrêtage par rapport à zéro à l'écrêtage par rapport à la valeur RMS, les pics d'amplitude sont atténués plus "doucement" dans le cas d'écrêtage par rapport à la valeur RMS.



Attention

En temps-réel, la valeur RMS du signal est temporellement décalée par rapport au signal d'entrée, une synchronisation temporelle est donc nécessaire.

Cet écrêtage s'est montré plus efficace que celui par rapport à zéro, la TABLE 7.2 montre quelques résultats de mesures qui ont été réalisées sur un signal CDMA 8 porteuses.

Réduction PAPR, dB	EVM, %	ACPR, dB
0.1	2	40.5
1.5	3.2	40.3
2.5	8.8	40.2
3.5	12.4	40.3
5	15.5	40.1

TABLE 7.2 – Résultats des mesures de la technique de réduction du PAPR en écrêtant par rapport à la RMS.

■ **En résumé** – Un écrêtage par rapport à la valeur RMS impacte moins l'EVM qu'un écrêtage par rapport à la valeur nulle. La dégradation atteint 17.2 % pour 3.5 dB de réduction du PAPR dans le cas d'écrêtage par rapport à zéro, elle n'est que de 12.4 % pour le même taux de réduction dans le cas d'écrêtage par rapport à la valeur RMS.

7.3/ SYNTHÈSE DES APPLICATIONS NUMÉRIQUES

Le répéteur numérique est avant tout basé sur les applications à traitement numérique mises en œuvre sur cet équipement. L'ensemble des applications numériques est intégré au design complet. Elles sont activées en fonction des besoins du système. Certaines applications sont soumises à une licence d'utilisation. Les licences sont gérées au niveau de chaque cassette. Un serveur de licence permet la génération d'un code de déblocage, qui est fonction du type d'application numérique et du numéro de série de la cassette. Pour chaque application sous licence, un système autorise un fonctionnement sur durée limitée à 1 h, et également ré-amorçable à volonté, mais uniquement manuellement.

Les applications à traitement numérique supportées par le répéteur à ce jour sont :

1. Filtrage multi-bande.
2. Anti-écho 3G et 4G.
3. Anti-écho 2G avec gestion du frequency hopping.
4. Correction linéaire en amplitude et en phase.
5. Mesure de puissance par bande et AGC multi-bande.
6. Écrêteur numérique.
7. Mise en veille RX.

Ces applications numériques sont directement associées à l'interface utilisateur qui doit être prise en compte pour la configuration des paramètres de l'application et la présentation des performances. Toutes ces applications sont implémentées dans la structure matérielle commune du traitement numérique.

7.3.1/ FILTRAGE MULTI-BANDE

Le filtrage numérique multi-bande doit être disponible pour toutes les gammes de fréquence. Les filtres sont du type passe-bande. Plusieurs types de filtre peuvent être sélectionnés, dont le choix pour l'utilisateur est fonction de la sélectivité proche sur les fréquences adjacentes, de la réjection absolue hors bande et du temps de transit intrinsèque à la fonction de filtrage. Pour chaque proposition, la valeur de ces paramètres est présentée à l'utilisateur. Le nombre de filtres de bande est limité à 24, ce qui est utile pour la gestion de la mémoire. Seules les fréquences en voie TX sont configurables. Les fréquences de la voie RX sont déterminées directement par le système. Chaque filtre passe-bande est défini soit par sa fréquence centrale et sa bande passante, soit par la fréquence minimale et la fréquence maximale, soit par le numéro de canal dans le cas du standard 2G. Le canal en 3G est affiché mais non configurable. Les 6 paramètres sont dans tous les cas pris en compte et recalculés pour être affichés sur l'interface utilisateur. Cette interface utilisateur permet de visualiser les filtres déjà configurés, en affichant les 4 paramètres comme décrits au-dessus, et permet également d'ajouter d'autres filtres, en respectant la contrainte de non chevauchement sur l'ensemble des filtres. Les filtres peuvent toutefois être adjacents. Une fois défini, chaque filtre pourra être facilement désactivé sans perdre ses paramètres, puis être aussi facilement réactivé. Une atténuation du signal différente sur chaque filtre est configurable manuellement sur une dynamique de 30 dB.

Le système de filtrage en mono-bande passante, configurable sur toute la largeur de bande est proposé par défaut à l'utilisateur. Le système de filtrage en mode multi-bande, est soumis à licence d'utilisation.

7.3.2/ ANTI-ÉCHO POUR LA 3G ET LA 4G

Le système d'annulation d'écho 3G et 4G sur les canaux large bande à fréquence fixe, n'est pas soumis à des paramètres de configuration par l'utilisateur. L'activation du système d'annulation d'écho sur bande passante en présence de canaux 3G/4G est soumis à licence d'utilisation. En revanche l'affichage du niveau des échos est toujours actif.

Le système de détermination de la valeur des échos présents à l'entrée du répéteur est toujours disponible, et les informations affichées à l'utilisateur.

Le seuil maximal relatif du niveau d'écho à l'entrée, permettant un fonctionnement garanti du répéteur, est fixé à 5 dB au-dessus du niveau du signal utile. Au-delà, le système à traitement numérique assure de manière autonome une réduction de gain afin de ne pas dépasser cette limite de fonctionnement. Le niveau de l'entrée du traitement numérique est adapté pour supporter la présence de ces échos.

Le limiteur de la puissance IF est repoussé aux limites de fonctionnement de ADC (Analog to Digital Converter) pour supporter les fréquences concurrentes hors des bandes du répéteur, et en-dessous de la limite de fonctionnement de l'écrêteur analogique. Pour assurer une optimisation des performances radio-fréquence du répéteur, une mise en veille automatique, et configurable, du système d'annulation d'écho est prévue en cas de niveau d'écho faible.

7.3.3/ ANTI-ÉCHO POUR LA 2G, AVEC GESTION DU FREQUENCY HOPPING

Le système d'annulation d'écho 2G se fait sur canaux sélectifs, avec filtrage approprié pour assurer le respect des émissions non essentielles. Les TX et RX sont traités simultanément et sont fixés à 4 minimum, avec une évolution programmée vers 12 canaux. Le système doit supporter les performances de hopping du réseau GSM, sans limitation sur le nombre de canaux mis en œuvre.

7.3.4/ PRÉ-DISTORSION EN AMPLITUDE ET EN PHASE

Le système de correction linéaire sert à compenser les variations du gain dans toute la bande passante du répéteur. Il est utilisé en production pour garantir des spécifications performantes de variation de gain dans la bande, liée entre autres à la présence d'un certain nombre de filtres analogiques, qui réduisent inévitablement le gain en bord de bande. Le système doit être simple d'utilisation et ne pas nécessiter pas d'interface utilisateur évoluée. La correction de base est établie en phase de conception et implémentée par défaut dans le système pour chaque bande. Des modifications simples de la correction linéaire devront pouvoir être apportées en production pour permettre de compenser les disparités de carte à carte. Dans le cas où le filtre assurant cette correction ne nécessite pas de ressources trop conséquentes, et n'induit pas une latence trop importante (0.5 μ s au maximum), il pourra être placé en série sur les applications existantes. Cette application est native dans le répéteur et n'est pas soumise à une clé de déverrouillage.

7.3.5/ MESURE DE PUISSANCE ET AGC MULTI-BANDE

L'application du filtrage multi-bande permet déjà de corriger statiquement les gains de chaque bande. Cette fonctionnalité peut permettre, sur une utilisation multi-opérateur, de compenser les différences de niveau de réception sur ces différents opérateurs. L'application supplémentaire permet ici de déterminer la puissance moyenne sur chaque bande-opérateur et d'afficher à l'utilisateur l'information de niveau relatif avant et après correction des gains par bande. Cette fonctionnalité donne une aide au réglage des gains par bande pour permettre d'assurer une distribution équitable de la puissance en sortie du répéteur, liée à l'utilisation d'une amplification de puissance commune. Cette première fonctionnalité de l'application n'est pas soumise à une licence de fonctionnement.

Une seconde fonctionnalité de cette application réside dans l'activation d'un contrôle dynamique de ces gains (AGC multi-bande). Cette fonctionnalité trouve tout son intérêt sur une utilisation mobile du répéteur, comme à bord des trains des bateaux et de tout engin mobile, dans le cas où les niveaux d'entrée en provenance de la BTS (Base Transceiver Station) fluctuent constamment. Cet AGC numérique nécessite un temps de réaction d'une seconde au maximum. Cette dernière fonctionnalité de l'application est soumise à une licence de fonctionnement.

7.3.6/ RÉDUCTION DU FACTEUR DE CRÊTE

L'amplification de puissance en sortie de répéteur est large bande, et doit pouvoir supporter la présence de nombreux canaux, jusqu'au spectre complet sur toute la bande. Le PAPR est un paramètre important des signaux pour déterminer le niveau de puissance maximale du répéteur, notamment dans le cas de la 3G et la 4G. Le PAPR dépend fortement du nombre de canaux présents à amplifier.

Exemple – : Un canal WCDMA a un PAPR de l'ordre de 10 dB, cette valeur atteint 16 dB dans le cas de 12 canaux.

Le système à traitement numérique de la réduction du facteur de crête a pour objectif de réduire et de ramener à un niveau fixe maximal le PAPR de sortie. Cette fonctionnalité est soumise à une licence de fonctionnement.

7.3.7/ MISE EN VEILLE RX

Dans le but de réduire le niveau de bruit large bande transmis à la BTS, principalement dans le cas où un nombre conséquent de répéteurs est présent au sein d'une même cellule, l'application numérique permet de mettre en veille l'émission du signal sur la liaison montante. Dès qu'aucun signal n'est présent à l'entrée du traitement numérique, une mise en veille est activée par coupure de la ligne directe du signal. Le retard du filtre numérique (de l'ordre de quelques microsecondes) est utilisé pour synchroniser la remise en service dès la présence du signal à l'entrée. Le seuil de veille en dBm est un paramètre de configuration de l'application. Cette fonctionnalité est soumise à une licence de fonctionnement.

CONCLUSION

Des solutions de détection de puissance par bande-opérateur et de réduction de facteur du crête ont été proposées, tandis que l'ensemble des applications prévues pour le nouveau répéteur DigiRep® a été abordé.

Toutes ces applications ont été individuellement validées par la simulation et la pratique, avec des résultats très satisfaisants, même si, comme dans tout projet pratique, des possibilités d'optimisation demeurent toujours.

La cohabitation de toutes ces applications sur la même plate-forme (FPGA) est un autre défi. En effet, malgré les hautes performances et les ressources matérielles du nouveau FPGA : 5CEFA7F23I7N, faire cohabiter plusieurs applications n'est pas simple. Une attention particulière doit être apportée à l'usage de ces performances ainsi qu'à la compatibilité entre applications.

À titre d'exemple : la mutualisation de certains modules (comme la FFT) entre applications est un axe majeur d'économie de ressources, elle nécessite néanmoins une adaptation de toutes les applications faisant appel à ce module commun.

Ce travail de mutualisation de modules et de d'association optimisée d'applications numériques au sein du même FPGA fait l'objet d'une étude prévue à l'issue de l'étape de validation matérielle et logicielle du DigiRep®.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'OBJECTIF de cette thèse à caractère industriel était le développement et l'optimisation d'un système d'annulation d'écho radio-fréquence pour répéteur de radiocommunication. Au fur et à mesure de l'avancement des recherches et du développement de la solution, des problématiques liées à ce sujet, aussi importantes du point de vue scientifique qu'industriel, ont été rencontrées. Nous avons exposé, en sept chapitres et quatre annexes, l'essentiel des travaux qui ont été menés dans le cadre de ce projet.

Cette thèse CIFRE (**C**onvention **I**ndustrielle de **F**ormation par la **R**echerche) s'inscrivant dans le cadre du projet partenarial laboratoire-entreprise, a abouti à plusieurs résultats relevant à la fois du domaine de la recherche scientifique et de celui du développement industriel.

BILAN DES TRAVAUX

Après le rappel des fondamentaux de la télécommunication ainsi que les contraintes de déploiement des répéteurs, l'étude de l'état de l'art a conduit à comparer ce phénomène radio-fréquence à celui se produisant dans le domaine de l'acoustique. De plus, les résultats scientifiques déjà démontrés en acoustique correspondent au point de départ de plusieurs travaux en radio-fréquence.

Nous avons mis en évidence et caractérisé le phénomène du l'écho radio-fréquence par un ensemble d'équations servant à l'identifier, à le simuler et le reproduire au laboratoire en utilisant des moyens beaucoup moins contraignants que ceux du terrain. En effet, le simulateur mis en place et le banc de test ont permis un gain de temps considérable, nécessaire pour le montage d'une expérimentation grandeur nature. Désormais, il est possible de mesurer la marge de gain d'un système en boucle-fermée formé du répéteur et du canal, par l'application de l'ensemble d'équations démontrées dans ce manuscrit et des techniques d'estimation qui y sont également décrites. Des configurations spécifiques ont été abordées telles que celles d'un émetteur parasite, très fréquent en pratique, ainsi que celle des chemins multiples, des équations et des solutions ont été proposées pour atténuer les effets indésirables de telles configurations. Nous avons également mis en évidence les risques qu'encourt le répéteur dans certaines situations.

Une solution souple et efficace pour l'annulation des échos, basée sur le filtrage adaptatif a été proposée. Après une étude approfondie, la simulation et l'implémentation de cette solution se sont avérées satisfaisantes dans le cas des signaux large bande. En effet, cette solution garantit la stabilité du système même dans le cas d'une marge de gain négative, faisant ainsi bénéficier le répéteur d'un gain supplémentaire d'environ 25 dB, ce qui se traduit par une couverture supplémentaire sans le déploiement de nouveaux matériels. Néanmoins, la solution proposée montre des défauts dans le cas des signaux à bande étroite, qui se manifestent sous forme de *spurious* dans la bande des fréquences.

Ces effets secondaires de l'algorithme adaptatif dans le cas des signaux à bande étroite ont fait l'objet d'une étude suivie de développements pratiques, le tout aboutissant à un système de filtrage à très haute sélectivité (pour des ressources matérielles acceptables), basé sur le traitement multirate, pour éliminer ces *spurious*. De plus, les fréquences de coupure de ces filtres peuvent être changées instantanément (sans effectuer aucun calcul) par un jeu de transposition de fréquence. Ce système est précédé d'un autre système de détection des sauts de fréquence dans le cas des standards déployant cette technique, telle que le GSM (Global System for Mobile Communications). Le détecteur des sauts permet de définir la fréquence à laquelle le filtre doit se "positionner" et ainsi éliminer toute fréquence parasite. L'ensemble est implanté dans une même cible FPGA (Field-Programmable Gate Array) et permet de traiter jusqu'à 4 canaux simultanément. La suppression des *spurious* par détection et filtrage n'est pas l'unique sujet de correction numérique.

Nous avons développé un système de pré-distorsion par une approche innovante faisant appel aux calculs formels et aux structures matérielles des filtres de type FIR (Finite Impulse Response). En plus, plusieurs fonctions peuvent cohabiter sur cette même structure, ce qui représente un gain considérable en ressources matérielles. Nous avons mis au point la technique de la pré-distorsion en amplitude et la pré-distorsion en phase par deux approches mathématiques ; l'interpolation linéaire et l'interpolation par Splines, et avons montré les avantages et les inconvénients de chacune des deux approches. L'idée de la pré-distorsion en amplitude a donné lieu à la technique du filtrage multi-bande qui s'est avérée d'une grande utilité industrielle pour l'entreprise partenaire. L'intégration de cette technique de filtrage à celle de la pré-distorsion en amplitude a permis de réaliser des économies de ressources supplémentaires. Des équations mathématiques ont été établies pouvant être considérées comme étant la généralisation des modèles conventionnels des filtres numériques. Plusieurs outils logiciels ont été développés à l'occasion de ce projet de pré-distorsion, ils sont soit commercialisés, soit utilisés en tant qu'outils de développement interne à l'entreprise partenaire. Ces applications numériques et bien d'autres ont réorienté le choix de l'entreprise vers un répéteur entièrement numérique.

Le répéteur numérique DigiRep[®] est le résultat de la synthèse de tous les produits existant, qui sont en majorité analogiques. Ce nouveau produit est conçu à base de composants et modules les plus performants sur le marché actuel, faisant du DigiRep[®] un répéteur moderne et concurrentiel. Les premiers prototypes de ce répéteur sont en phase de vérification matérielle et validations logicielles. La carte micro PC VDX-6358RD lui assure une autonomie de gestion et le FPGA 5CEFA7F23I7N une grande capacité lui permettant d'offrir à ses utilisateurs plusieurs fonctionnalités.

Nous avons proposé une liste d'applications numériques qui seront, dans un futur proche, adaptées au DigiRep[®]. Nous avons mis l'accent sur l'implantation matérielle de deux techniques particulièrement intéressantes du point de vue industriel ; la détection de puissance par bande-opérateur et la réduction du facteur de crête. D'autres applications existantes ou prévues à court terme ont également été discutées.

Ce projet de thèse industrielle a donné lieu à plusieurs résultats techniques :

1. Outils logiciels :

1. Interfaces utilisateurs : en MATLAB[®], C++ et QT.

2. Bibliothèques :

1. VHDL (VHSIC Hardware Description Language) : regroupe toutes les

fonctions utiles aux développements avec ce langage.

2. MATLAB[®] : une `toolbox` pour les simulations futures.
3. SHELL[®] : plusieurs routines facilitant les tâches répétitives.
3. base de donnée bibliographique : articles et brevets.
2. Gestion de projet : chaque projet respecte les étapes :
 1. Recherche bibliographique.
 2. Développement théorique.
 3. Simulation numérique.
 4. Implantation matérielle.
 5. Tests et mesures.
 6. Documentation.
3. Méthodologie de validation en boucle : des routines permettent de comparer les résultats de la simulation aux résultats de l'implantation (gestion des `testbench`), par un procédé en boucle afin de valider ces résultats.
4. Stages de fin d'étude : supervision de 4 stages de niveau Master II.

Ces travaux d'ordre scientifique et industriel ont également donné lieu à un brevet, plusieurs conférences nationales et internationales, publications et enveloppes Soleau exploitées par l'entreprise partenaire.

PERSPECTIVES

La réorientation de l'entreprise partenaire vers le "tout numérique" ouvre un nouvel horizon. Les ressources matérielles et la technologie de ce nouveau FPGA sont à la hauteur des ambitions futures, il est d'ores et déjà envisageable de faire cohabiter plusieurs applications au sein de la même cible, offrant aux utilisateurs du DigiRep® toute une panoplie d'applications gérées par un système de licences.

Durant ces dernières décennies, le domaine du traitement de signal a révélé d'exceptionnels résultats scientifiques appliqués aux télécommunications, certains sont encore au stade de la théorie, d'autres en simulation et en application. La problématique de ressource demeure posée, car il existe des algorithmes extrêmement performants, mais qui ne peuvent être implantés que sur des plates-formes puissantes comme les stations de calculs.

- **Démodulation** : jusqu'à présent, les répéteurs (y compris le DigiRep®) n'effectuent aucune modulation/démodulation du signal. Pourtant, la démodulation ouvre un large panel de services comme la conversion entre standards (2G, 3G, 4G, WIFI, ...) pour une meilleure couverture, les statistiques du trafic téléphonique, la correction des erreurs de transmission, etc.
- **Wavelet** : dans le cadre de cette thèse, plusieurs transformées ont été essayées en simulation, les résultats des Wavelet sont particulièrement intéressantes. Nous ne les avons pas implantées à cause des contraintes industrielles et des ressources matérielles limitées. Avec d'autres transformées, les Wavelet représentent une perspective intéressante pour des applications numériques plus évoluées.
- **Séparation des sources** : Les technologies de la 4G et la 5G sont axées sur la technique MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Par l'exploitation des variétés temporelles et spatiales que l'architecture du DigiRep® peut offrir, il serait possible d'appliquer les théories et les algorithmes issus de la BSS (Blind Sources Separation) afin d'adapter les traitements à ces nouvelles technologies.
- **La technique SDR (Software Defined Radio)** : l'efficacité et la rentabilité de cette technique représentent le futur des répéteurs, même les fabricants de BTS (Base Transceiver Station) s'y intéressent. En effet, cette solution ne nécessite que des antennes (émission, réception), une carte PC et du développement logiciel -souvent disponible en Open Source- pour réaliser des fonctions complexes, habituellement assurées par des composants électroniques très onéreux.

La couverture réseau sans fil, publique ou privée, reste un enjeu majeur pour les années qui viennent : de la 2G à la 5G, en passant par le TETRA (TErrestrial Trunked RAdio) et le GSM-R (GSM Railway), les opérateurs seront toujours devant un compris qui consiste à étendre la couverture à son maximum à moindre coût.

La multiplication des standards de transmission fait naître la problématique des passerelles entre ces réseaux, qui sont souvent indépendants, comme c'est le cas avec les réseaux TETRA et GSM-R par exemple. Cette problématique pourrait être résolue, à moindre coût, grâce à la technique précédemment décrite : la SDR.

Les questions de la puissance d'émission et d'écologie sont de plus en plus soulevées, donnant naissance à une nouvelle discipline appelée : **Eco-Radio** qui vise à diminuer l'impact environnemental du déploiement des réseaux sans fils. Cette discipline ouvrent beaucoup de champs devant la recherche appliquée et fondamentale ; les répéteurs autonomes en énergie en sont l'exemple.

TABLE DES FIGURES

1.1	Système d'émission et de réception numérique.	19
1.2	Gabarit d'un canal GSM.	21
1.3	Constellation 64-QAM.	21
1.4	Représentation temps-fréquence d'un signal OFDM.	22
1.5	Techniques de multiplexage.	25
1.6	Notion du vecteur d'erreur EVM.	26
1.7	Concept cellulaire de la couverture radio-fréquence.	27
1.8	Synoptique simplifié d'un répéteur iso-fréquence.	31
1.9	Écho de ligne.	33
1.10	Fonction de transfert d'un système acoustique en boucle fermée.	34
1.11	L'écho radio-fréquence produit par les chemins multiples.	35
1.12	Suppression des échos de ligne.	37
1.13	Système d'annulation d'écho acoustique.	38
1.14	Schéma de l'anti-écho dans le cas du DVBT/H.	39
2.1	Configurations engendrant les échos.	48
2.2	Configuration simplifiée (chemin direct) de l'écho.	49
2.3	Paramètres et configuration de l'écho direct.	49
2.4	Variations du gain de puissance dans le système en boucle-fermée dans le cas d'un écho direct.	51
2.5	Représentation du gain de puissance dans le système pour un écho faible et un écho fort.	52
2.6	Représentation des paramètres de la boucle en fonction de la mesure de puissance.	54
2.7	Configuration du cas d'un émetteur parasite.	56
2.8	Paramètres et configuration de l'écho dans le cas d'un émetteur parasite.	56
2.9	Compensation par contre-réaction de l'effet d'un émetteur parasite.	57
2.10	Système idéal recherché pour la compensation de l'effet d'un émetteur parasite.	57
2.11	Configuration de chemins multiples (un chemin direct et un chemin secondaire).	58

2.12 Paramètres et configuration des échos dus aux chemins multiples.	59
2.13 Ondulation du gain de puissance dans le cas de deux chemins d'écho. . . .	60
2.14 Représentation des échos par le calcul de l'auto-corrélation (avec $g = 1$). .	62
2.15 Simulateur de l'écho - système en boucle-fermée.	63
2.16 Modèle simplifié d'un répéteur de radiocommunication.	64
2.17 Visualisation dans le domaine fréquentiel de l'impact d'un écho fort dans le cas d'un signal à bande étroite, large bande, bruit et tracking.	66
2.18 Instabilité du système en boucle-fermée lorsque la marge de gain devient positive.	67
2.19 Évolution de l'amplitude du système en rétroaction positive.	68
2.20 Comparaison des résultats de la simulation avec les résultats théoriques pour différentes valeurs du SNR.	68
2.21 Estimation des paramètres de la boucle dans un milieu bruité.	69
2.22 Effet de la largeur de bande sur l'estimation des paramètres de la boucle. .	70
2.23 Effet de la présence d'un émetteur parasite sur le spectre de puissance. . .	71
2.24 Effet des chemins multiples sur le spectre de puissance.	72
2.25 Synoptique d'un système en boucle-fermée. Reproduction l'écho en labo- ratoire.	73
2.26 Photographie de face du répéteur LTE800.	77
2.27 Photographie de la face avant de la carte de traitement numérique à base de Cyclone III.	78
2.28 Photo du banc de test dans une chambre anéchoïque.	79
2.29 Résultats du banc de test montrant l'ondulation du gain de puissance dans le système.	80
2.30 Comparaison des résultats du banc test et ceux de la théorie.	81
2.31 Erreurs de transmission causées par l'écho dans le cas d'un signal à bande étroite.	82
2.32 Erreurs de transmission causées par l'écho dans le cas d'un signal à large bande.	82
3.1 Modèle général d'un filtre adaptatif.	89
3.2 Filtre adaptatif utilisant l'erreur pour la mise-à-jour de ses coefficients. . . .	90
3.3 Structure d'un filtre FIR (transversal) de M coefficients.	91
3.4 Critère de performance MSE dans le cas d'un filtre FIR de deux coefficients.	93
3.5 Exemple de courbes d'apprentissage des algorithmes LMS (Least Mean Square) et NLMS (Normalized Least Mean Square).	96
3.6 Diagramme d'annulation d'écho dans les systèmes téléphoniques.	101
3.7 Diagramme d'annulation d'écho dans le cas d'une salle de conférence. . .	102

3.8	Diagramme d'annulation d'écho dans le cas d'un répéteur iso-fréquence.	104
3.9	Notion de fenêtre d'annulation et du délai de décorrélation.	105
3.10	Modèle de simulation du schéma théorique d'annulation d'écho.	108
3.11	Résultats temporels et fréquentiels du modèle de simulation du schéma théorique.	108
3.12	Simulation du schéma théorique adapté au répéteur pour l'annulation d'écho par filtre LMS.	109
3.13	Effet de la largeur de bande sur l'annulation d'écho par filtre LMS.	110
3.14	Effet du pas de convergence sur le filtrage adaptatif NLMS.	111
3.15	Effet de la largeur de la fenêtre d'annulation (ordre du FIR) sur le filtrage adaptatif NLMS.	112
3.16	Effet de la marge de gain sur le filtrage adaptatif NLMS.	113
3.17	Effet du délai sur le filtrage adaptatif NLMS.	114
3.18	Étapes d'implantation matérielle selon Altera.	116
3.19	Architecture synchrone, relation entre setup, hold et slack.	117
3.20	Exemple de recovery time et removal time.	117
3.21	Cellules élémentaires du filtre de l'algorithme de mise-à-jour et du filtre FIR.	118
3.22	Architecture d'un filtre adaptatif de N coefficients basé sur les blocs FIR et mise-à-jour.	119
3.23	Cellules élémentaires du filtre adaptatif.	120
3.24	Annulation d'écho dans le cas d'un signal de large bande (DVB-T)	123
3.25	Annulation d'écho dans le cas d'un signal de bande étroite (GSM).	124
4.1	Filtrage automatique par canal sous la contrainte du frequency hopping.	131
4.2	Exemple de sauts de fréquence.	133
4.3	Synoptique de la détection des sauts de fréquence en temps-réel.	134
4.4	Synoptique du traitement avec mélangeur à réjection d'image.	135
4.5	Synoptique du traitement IQ.	136
4.6	Exemple de transposition d'une bande intermédiaire en bande de base.	137
4.7	Effet de la fenêtre d'apodisation sur la précision de la FFT	138
4.8	Effet de la fenêtre d'apodisation sur la dynamique en amplitude.	139
4.9	Effet du sous-échantillonnage sur le spectre de fréquence.	142
4.10	Lissage du signal provenant de la FFT.	143
4.11	Illustration des étapes de l'algorithme <i>Peak detector</i>	144
4.12	Synoptique du filtrage débit-multiple.	145
4.13	Filtre d'entrée d'ordre 10 pour l'élimination des fréquences supradynes.	146

4.14	Sous-échantillonnage avec autorisation du repliement spectral.	147
4.15	Effet du sous-échantillonnage sur la sélectivité des filtres FIRs.	147
4.16	Effet du sur-échantillonnage sur le spectre de fréquence.	149
4.17	Synoptique de la technique du sur-échantillonnage, comparaison de la solution de filtrage direct et de la solution sur-échantillonnage/filtrage	149
4.18	Comparaison du spectre de puissance pour la solution de filtrage direct et de la solution sur-échantillonnage/filtrage.	150
4.19	Synoptique du filtrage automatique pour N canaux.	150
4.20	Schématique SIMULINK® du filtrage débit-multiple.	151
4.21	Comparaison des allures des filtres, débit-multiple et filtre classique.	155
4.22	Exemple de lissage en temps-réel, cascade de 5 filtres avec $N_{\text{MAV}} = 5$	156
4.23	Exemple d'un signal délivré par RandomHopping8cx	157
4.24	Détection des canaux adjacents à forte disparité en puissance, cas critique.	159
4.25	Exemple de séquence de sauts de fréquence générée par RandomHopping8cx	160
4.26	Comparaison des séquences d'entrée et de sortie, capacité de poursuite des sauts de fréquence à 1 ms.	160
4.27	Comparaison des séquences d'entrée et de sortie, capacité de poursuite des sauts de fréquence à 100 μs	161
5.1	Pré-distorsion en amplitude et pré-distorsion en phase par filtre FIR.	167
5.2	Exemple de pré-distorsion en amplitude d'un signal large bande.	167
5.3	Pré-distorsion en amplitude par interpolation linéaire.	171
5.4	Filtre correcteur d'ordre 1000, comparaison entre interpolation linéaire et interpolation par Spline.	172
5.5	Application sur un signal DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial).	173
5.6	Concept du filtre multi-bande, avec ajustement des puissances.	174
5.7	Exemple de synthèse d'un filtre multi-bande avec gain ajustable.	175
5.8	Exemple de résultat expérimental d'un filtre multi-bande, aux gains variables.	176
5.9	Concept du filtre de pré-distorsion en amplitude associé à un filtrage multi-bande.	177
5.10	Allure du signal de sortie d'un filtrage multi-bande associé à la pré-distorsion en amplitude, excité en entrée par un signal de type tracking.	178
5.11	Distorsion en phase d'un signal large bande.	178
5.12	Exemple de distorsion de phase par interpolation linéaire.	181
5.13	Comparaison entre interpolation linéaire et interpolation par Spline pour la pré-distorsion en phase.	182

5.14 Résultats pratiques de la pré-distorsion en phase appliquée sur un signal DVB-T.	182
6.1 Première ébauche du prototype DigiRep®.	187
6.2 Synoptique du répéteur numérique DigiRep®.	192
6.3 Synoptique du système de contrôle du DigiRep®.	196
6.4 Synoptique du système de contrôle externe du DigiRep®.	197
6.5 Vue de face de la carte micro PC VDX-6358RD.	198
6.6 Synoptique de la fonction "traitement numérique" du DigiRep®.	201
6.7 Synoptique fonctionnel de l'ADC AD9467.	201
6.8 Synoptique fonctionnel du DAC DAC5681Z.	202
6.9 Vue d'ensemble du Cyclone V.	204
6.10 Architecture du microprocesseur intégré ARM®Cortex™-A9.	207
6.11 Photo de la face avant du premier prototype DigiRep®.	208
7.1 Limitation de la puissance due à l'augmentation de la puissance d'un opérateur.	215
7.2 Synoptique de détection de puissance dans le domaine temporel.	216
7.3 Simulation de la détection de puissance dans le domaine temporel.	217
7.4 Simulation de la détection de puissance dans le domaine fréquentiel.	218
7.5 Synoptique de l'estimation de la puissance par bande-opérateur.	219
7.6 Calcul cumulatif de la PSD.	220
7.7 Calcul cumulatif de la PSD en temps-réel.	220
7.8 Multiplexage dans le cas d'estimation de puissance par bande-opérateur.	221
7.9 Caractéristiques d'un amplificateur de puissance.	223
7.10 Spectre en sortie d'un amplificateur non linéaire.	225
7.11 Exemple d'ACPR dans le cas d'un signal WCDMA.	225
7.12 Exemple de courbe CCDF dans le cas d'une modulation 16QAM et QPSK.	227
7.13 Effet de la réduction du PAPR sur le CCDF.	227
7.14 Signal WCDMA composé de 8 canaux avant et après écrêtage.	229
7.15 Comparaison de l'écrêtage par rapport à zéro à l'écrêtage par rapport à la RMS.	230
A.1 Exemple d'interpolation linéaire de la fonction $f(x) = \frac{1}{1+x^2} \sin(x)$, restreinte aux entiers de l'intervalle [-5, 5]	282
A.2 Exemple d'interpolation polynomiale (LAGRANGE) de la fonction $f(x) = \frac{1}{1+x^2} \sin(x)$, restreinte aux entiers de l'intervalle [-5, 5]	283

A.3	Exemple d'interpolation par spline de la fonction $f(x) = \frac{1}{1+x^2} \sin(x)$, restreinte aux entiers de l'intervalle $[-5, 5]$	284
A.4	Phénomène de GIBBS au sein d'un filtre passe-bas pour $\bar{f}_c = 0.1$ et différents ordres.	287
A.5	Oscillations de la fenêtre rectangulaire pour différents ordres.	288
B.1	Interface de configuration du simulateur de caractérisation de l'écho radio-fréquence.	297
B.2	Simulateur de la caractérisation d'écho radio-fréquence.	298
B.3	Interface de configuration du système d'annulation d'écho.	298
B.4	Schéma SIMULINK® du système d'annulation d'écho.	299
B.5	Synoptique SIMULINK® du filtrage de haute sélectivité.	301
B.6	Interface de configuration de la pré-distorsion en amplitude en en phase.	302
B.7	Interface de configuration du SmartFilter.	302
B.8	Interface d'acquisition de données en temps-réel.	303
C.1	Les représentations les plus courantes des nombres dans les processeurs et les FPGAs.	309
C.2	Interprétation d'un mot de N bits en virgule fixe, non signé.	311
C.3	Interprétation d'un mot de N bits en virgule fixe, signé.	312
C.4	Multiplication de -1 par -1 en format $sfi(1, 2)$	316
C.5	Réponse en amplitude d'un filtre FIR à ondulations égales en virgule fixe - comparaison avec la virgule flottante.	317
C.6	Erreur en dynamique due à la virgule fixe en fonction de la taille du bus et l'ordre du filtre.	317
C.7	Erreur en ondulation en bande passante due à la virgule fixe en fonction de la taille du bus et l'ordre du filtre.	318
C.8	Synoptique de l'utilisation de la librairie FFT dans DSPBuilder™ et SIMULINK®.	319
C.9	Exemple de résultats de la librairie FFT sous DSPBuilder™.	320
C.10	Méthodologie de vérification simulation-implantation.	321
C.11	Structure directe d'une filtre FIR de d'ordre N_{FIR}	322
C.12	Structure symétrique d'une filtre FIR de d'ordre N_{FIR}	323
C.13	Croissance de bits dans une structure direct d'un filtre FIR.	323
C.14	Schématique de la structure directe du filtre FIR sous QUARTUS®II.	324
C.15	Schématique de la structure symétrique du filtre FIR sous QUARTUS®II.	325
C.16	Structure directe du FIR optimisée pour VHDL.	328

C.17 Capture d'écran de l'interface de configuration du microprocesseur NIOS®II sous QSYS.	328
C.18 Capture d'écran de l'interface de configuration de la PLL.	329
C.19 Capture d'écran de l'interface de configuration du NCO.	330
C.20 Schématique du RandomHopping8cx	332
C.21 Schématique (top view) du système d'annulation d'écho.	333
C.22 Schématique d'un bloc élémentaire d'annulation d'écho (12 coefficients).	333
C.23 Vue d'ensemble de l'implémentation matérielle de la détection.	334
C.24 Implémentation de la transposition du signal en bande de base.	334
C.25 Implémentation matérielle du fenêtrage.	335

LISTE DES TABLES

1.1	Comparaison entre GSM900 et GSM1800	13
1.2	Évolution des technologies de téléphonie mobile en Europe.	15
1.3	Caractéristiques de la modulation OFDM.	23
1.4	Modulations numériques et applications associées.	24
1.5	Distance en mètres entre antennes (émettrice et réceptrice) pour obtenir 30, 45, 60 dB d'isolation.	30
1.6	Comparaison de l'environnement de l'écho acoustique avec celui de l'écho en radio-fréquence.	35
2.1	Exemple de configuration de chemins multiples.	71
3.1	Paramètres du système d'annulation d'écho (LMS), effet de la largeur de bande.	110
3.2	Paramètres du système d'annulation d'écho (NLMS).	111
3.3	Bilan des ressources matérielles pour l'architecture bloc mise-à-jour asso- cié à un FIR.	119
3.4	Performance du système d'annulation d'écho dans le cas du DVB-T.	122
3.5	Performance du système d'annulation d'écho dans le cas de l'UMTS (3G).	122
3.6	Performance du système d'annulation d'écho dans le cas du LTE (4G).	122
4.2	Effet du sous-échantillonnage sur la sélectivité des filtres FIRs.	148
4.4	Comparaison, en ressources, entre filtrage débit-multiple et filtrage à $f_s =$ 100 MHz.	154
6.1	Analyse de performances du micro-répéteur.	188
6.2	Analyse de performances du répéteur de moyenne puissance.	189
6.3	Analyse de performances du répéteur de haute puissance.	190
6.4	Gains résiduels et sélectivités selon les recommandations de 3GPP	193
6.5	Caractéristiques principales du Cyclone V.	206
6.6	Ressources matérielles du Cyclone V.	206
7.1	Facteur de crête pour les signaux couramment utilisés.	226

7.2	Résultats des mesures de la technique de réduction du PAPR en écrêtant par rapport à la RMS.	230
A.1	Caractéristiques des ondulations de la fenêtre rectangulaire.	288
B.1	Description du simulateur du filtrage de haute sélectivité.	300
B.2	Fonctions de la ToolBox MATLAB®	305
C.1	Dynamique et précision des nombres entiers et fractionnaires sur 16 bits. .	313
C.2	Dynamique et précision en représentation virgule fixe signée sur 16 bits. .	314
C.3	Addition en virgule fixe de deux nombres de formats différents.	314
C.4	Rapport QUARTUS®II d'estimation des ressources pour un filtre d'ordre 4. .	326
C.5	Rapport QUARTUS®II d'estimation des ressources pour un filtre d'ordre 4, structure optimisée.	327
C.6	Quelques modules de la librairie VHDL.	337
D.1	Données générales de l'entreprise partenaire relatives à l'année 2011. . . .	343
D.2	Historique de l'entreprise partenaire.	343
D.3	Historique de la production au sein de l'entreprise partenaire.	344
D.4	Ressources humaines au sein de l'entreprise partenaire.	345

LISTE DES PUBLICATIONS

BREVETS

- [1] Amar Zeher, Jérôme Joli, and Stéphane Binczak. Procédé de pré-distorsion numérique d'un signal et répéteur de télécommunication intégrant un filtre à réponse impulsionnelle finie pour mettre en oeuvre un tel procédé, August 29 2014. FR 3002711 (A1).

CONFÉRENCES INTERNATIONALES

- [2] Amar Zeher, Stéphane Binczak, Jean-Marie Bilbault, and Jérôme Joli. Frequency hopping detector with strong power variations : Design and implementation on FPGA. September 2014, Kota Kinabalu, Malaysia.
- [3] Amar Zeher, Stéphane Binczak, and Jérôme Joli. Characterization of radio frequency echo using frequency sweeping and power analysis. pages 356–360, April 2014, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [4] Amar Zeher, Stéphane Binczak, and Jérôme Joli. Narrowband digital filtering with random frequency hopping spread spectrum. pages 630–634, April 2014, Kuala Lumpur, Malaysia.

CONFÉRENCES NATIONALES

- [5] Amar Zeher, J. Joli, and Stéphane Binczak. Étude et optimisation d'un système d'annulation d'écho pour répéteur de radiocommunication. October 2012, Lille, France.

ENVELOPPES SOLEAU

- [6] Amar Zeher. Détection des sauts de fréquence. 2013.
- [7] Amar Zeher and Jérôme Joli. Structure variable d'un filtre de type FIR. 2012.
- [8] Amar Zeher. Filtrage multi-bande à base de filtre FIR. 2012.
- [9] Amar Zeher and Jérôme Joli. Système d'annulation d'écho pour répéteur de radiocommunication. 2011.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.V. Ahamed, P.P. Bohn, and N.L. Gottfried. A tutorial on two-wire digital transmission in the loop plant. *IEEE Transactions on Communications*, 29(11) :1554–1564, Nov 1981.
- [2] M. Aineto and Stuart Lawson. Narrowband signal detection in a reverberation-limited environment. In *OCEANS '97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, volume 1, pages 27–32 vol.1, Oct 1997.
- [3] P. Albert, D.I. Archs, M.L. Orozco, X. Miquel, M.N. Marion, A.P. Neira, and G.V. Grau. Method for repeating isofrequency signals and isofrequency signal repeater, January 30 2003. US Patent App. 10/203,940.
- [4] Altera. *Design Debugging Using the SignalTap II Logic Analyzer*, 2011.
- [5] Altera. *Nios II Processor Reference*, 2011.
- [6] Altera. *FFT MegaCore Function User Guide*, 2011.
- [7] Altera. *ALTPLL (Phase-Locked Loop) IP Core User Guide*, 2012.
- [8] Altera. *DSP Builder Standard Blockset DSP Builder Handbook*, 2012.
- [9] Altera. *Cyclone V Device Handbook Volume 3 : Hard Processor System Technical Reference Manual*, 2013.
- [10] Altera. *Cyclone V Device Overview*, 2013.
- [11] Altera. *The Quartus II TimeQuest Timing Analyzer*, 2013.
- [12] Altera. *FIR Compiler II MegaCore Function User Guide*, 2013.
- [13] Altera. *NCO MegaCore Function*, 2013.
- [14] Altera. *Creating a System With Qsys*, 2014.
- [15] Altera. *Cyclone V Device Handbook Volume 1 : Device Interfaces and Integration*, 2014.
- [16] Altera. *Cyclone V Device Handbook Volume 2 : Transceivers*, 2014.
- [17] N.K. Amiri and S.M. Fakhraie. Digital network echo cancellation using genetic algorithm and combined GA-LMS method. In *Circuits and Systems, 2006. APCCAS 2006. IEEE Asia Pacific Conference on*, pages 1822–1825, Dec 2006.
- [18] T. Ansahl, I. Varga, I. Kremmer, and W. Xu. Adaptive acoustic echo cancellation based on FIR and IIR filter banks. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, volume 4, pages 2403–2406 vol.4, Mar 1999.
- [19] A.Q. Ansari and N. Gupta. Echo cancellation in cellphone using neurofuzzy filter. In *Advances in Computer Engineering (ACE), 2010 International Conference on*, pages 188–192, June 2010.
- [20] J. Arenas-Garcia and A.R. Figueiras-Vidal. Adaptive combination of proportionate filters for sparse echo cancellation. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 17(6) :1087–1098, Aug 2009.

- [21] Jean Armstrong. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. *Electronics letters*, 38(5) :246–247, 2002.
- [22] A. Baber and A. Hasarchi. Repeater with digital channelizer, December 25 2003. US Patent App. 10/175,146.
- [23] F. Baron, R. Dore, and L. Jeanne. Radio communication repeater, April 6 2005. EP Patent App. EP20,030,763,899.
- [24] P.P. Batlivala, R.S. Kommrusch, and R.H. Chapman. Isolation method and apparatus for a same frequency repeater, October 2 1984. US Patent 4,475,243.
- [25] Norman C. Beaulieu, Wendy L. Hopkins, and Peter J McLane. Interception of frequency-hopped spread-spectrum signals. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 8(5) :853–870, 1990.
- [26] M. Bekrani, A.W.H. Khong, and M. Lotfizad. A linear neural network-based approach to stereophonic acoustic echo cancellation. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 19(6) :1743–1753, Aug 2011.
- [27] John J Benedetto, Jeffrey Donatelli, Ioannis Konstantinidis, and Christopher Shaw. Zero autocorrelation waveforms : A Doppler statistic and multifunction problems. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP 2006 Proceedings*, volume 5, pages V–V. IEEE, 2006.
- [28] Jacob Benesty, Tomas Gänslér, Dennis R Morgan, M Mohan Sondhi, Steven L Gay, et al. *Advances in network and acoustic echo cancellation*. Springer, 2001.
- [29] Luca Benini and Giovanni De Micheli. Networks on chips : A new SoC paradigm. *Computer*, 35(1) :70–78, 2002.
- [30] M. Berggren, M. Borgh, C. Schuldt, F. Lindstrom, and I. Claesson. Low-complexity network echo cancellation approach for systems equipped with external memory. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 19(8) :2506–2515, Nov 2011.
- [31] A. N. Birkett and R.A. Goubran. Acoustic echo cancellation for hands-free telephony using neural networks. In *Neural Networks for Signal Processing [1994] IV. Proceedings of the 1994 IEEE Workshop*, pages 249–258, Sep 1994.
- [32] Yannick Bouguen, Eric Hardouin, and François-Xavier Wolff. *LTE et les réseaux 4G*. Editions Eyrolles, 2012.
- [33] R Neil Braithwaite, Scott Carichner, and Mark Cope. Echo cancellation for a wide bandwidth mixed-mode WCDMA/GSM repeater with digital sub-band filtering. In *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, pages 1–5. IEEE, 2009.
- [34] R.N. Braithwaite and S. Carichner. Adaptive echo cancellation for an on-frequency RF repeater using a weighted power spectrum, July 24 2008. US Patent App. 12/009,667.
- [35] R.N. Braithwaite and S. Carichner. Adaptive echo cancellation for an on-frequency RF repeater using a weighted power spectrum, November 18 2009. EP Patent App. EP20,080,713,187.
- [36] R.N. Braithwaite and S. Carichner. Adaptive echo cancellation for an on-frequency RF repeater using a weighted power spectrum, January 8 2014. EP Patent App. EP20,080,713,187.

- [37] R.N. Braithwaite, S. Carichner, and M. Cope. Adaptive echo cancellation for an on-frequency RF repeater with digital sub-band filtering, December 6 2011. US Patent 8,073,385.
- [38] C. Breining. A robust fuzzy logic-based step-gain control for adaptive filters in acoustic echo cancellation. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 9(2) :162–167, Feb 2001.
- [39] Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti. *Resource Allocation and MIMO for 4G and Beyond*. Springer, 2014.
- [40] J.K. Cavers. Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 39(4) :374–382, Nov 1990.
- [41] Shun-Chieh Chang and Shaw-Hwa Hwang. The dynamic LMS for line echo cancellation. In *International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, 2009. WOCN '09. IFIP*, pages 1–4, April 2009.
- [42] Chao-Yu Chen, Chung-Hsuan Wang, and Chao. Complementary sets and Reed-Muller codes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM. In *Applied Algebra, Algebraic Algorithms and Error-Correcting Codes*, pages 317–327. Springer, 2006.
- [43] De-Sheng Chen, Kui-Shun Chou, and Yi-Wen Wang. A new block-based stochastic adaptive algorithm for sparse echo cancellation. In *Signal Processing Systems (ICSPS), 2010 2nd International Conference on*, volume 1, pages V1–756–V1–760, July 2010.
- [44] Houshou Chen and Hsinying Liang. Combined selective mapping and binary cyclic codes for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(10) :3524–3528, 2007.
- [45] Houshou Chen and Hsinying Liang. A modified selective mapping with PAPR reduction and error correction in OFDM systems. In *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE*, pages 1329–1333. IEEE, 2007.
- [46] Houshou Chen and Hsinying Liang. PAPR reduction of OFDM signals using partial transmit sequences and Reed-Muller codes. *Communications Letters, IEEE*, 11(6) :528–530, 2007.
- [47] Jung-Chieh Chen and Chih-Peng Li. Tone reservation using near-optimal peak reduction tone set selection algorithm for PAPR reduction in OFDM systems. *Signal Processing Letters, IEEE*, 17(11) :933–936, 2010.
- [48] W. H. Chin and B. Farhang-Boroujeny. Subband adaptive filtering with real-valued subband signals for acoustic echo cancellation. *Vision, Image and Signal Processing, IEE Proceedings -*, 148(4) :283–288, Aug 2001.
- [49] P.H.G. Coelho and L.B. Neto. Acoustic recurrent neural networks echo cancellers. In *Neural Networks, 2003. Proceedings of the International Joint Conference on*, volume 2, pages 1153–1156 vol.2, July 2003.
- [50] James W Cooley and John W Tukey. An algorithm for the machine calculation of complex fourier series. *Mathematics of computation*, 19(90) :297–301, 1965.
- [51] Maurice G Cox. The numerical evaluation of B-Splines. *IMA Journal of Applied Mathematics*, 10(2) :134–149, 1972.

- [52] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, and Johan Skold. *4G : LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic Press, 2013.
- [53] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Skold, and Per Beming. *3G evolution : HSPA and LTE for mobile broadband*. Academic press, 2010.
- [54] Germund Dahlquist and [®]Ake Björck. *Numerical Methods in Scientific Computing* :, volume I. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2008.
- [55] William J Dally and Brian Towles. Route packets, not wires : On-chip interconnection networks. In *Design Automation Conference, 2001. Proceedings*, pages 684–689. IEEE, 2001.
- [56] D. Dardari, M. Mazzotti, G. Maldini, and N. Buonocunto. Echo cancellation for DVB repeaters, December 3 2009. WO Patent App. PCT/IB2009/005,664.
- [57] D. Dardari, M. Mazzotti, G. Maldini, and N. Buonocunto. Echo cancellation for DVB repeaters, January 15 2014. EP Patent 2,281,350.
- [58] Carl De Boor. On calculating with b-splines. *Journal of Approximation Theory*, 6(1) :50–62, 1972.
- [59] Marc De Courville and Pierre Duhamel. Adaptive filtering in subbands using a weighted criterion. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 46(9) :2359–2371, 1998.
- [60] François De Dieuleveult and Olivier Romain. *Électronique appliquée aux hautes fréquences-2ème édition-Principes et applications : Principes et applications*. Dunod, 2008.
- [61] Hongyang Deng and M. Doroslovacki. Improving convergence of the PNLMS algorithm for sparse impulse response identification. *Signal Processing Letters, IEEE*, 12(3) :181–184, March 2005.
- [62] F. Desclaux and M. Chante. Répéteur isofréquence pour réseaux de télévision numérique terrestre, October 4 2006. EP Patent App. EP20,060,290,371.
- [63] Analog Devices. *AD9467- 16-Bit, 200 MSPS/250 MSPS Analog-to-Digital Converter*, 2013.
- [64] S. Dhanawan, C. Benjangkaprasert, and K. Janchitrapongvej. Adaptive echo canceller based on unbiased adaptive IIR notch filter. In *International Conference on Computer and Electrical Engineering, ICCEE 2008*, pages 886–889, Dec 2008.
- [65] S. Dhanawan, A. Charoenphol, and C. Benjangkaprasert. Unbiased plain gradient adaptive IIR notch filter for echo cancellation. In *2011 IEEE Symposium on Computers Informatics (ISCI)*, pages 506–509, March 2011.
- [66] Jyoti Dhiman, Shadab Ahmad, and Kuldeep Gulia. Comparison between adaptive filter algorithms (LMS, NLMS and RLS). *International Journal of Science, Engineering and Technology Research*, 2(5) :pp–1100, 2013.
- [67] Y. Ding, C. van Rensburg, and J.R. Cleveland. Apparatus and method for channel estimation and echo cancellation in a wireless repeater, March 5 2009. US Patent App. 12/229,977.
- [68] M. Djamai, S. Bachir, and C. Duvaud. Behavioral modeling and digital predistortion of rf power amplifiers. In *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits, 2006 International Workshop on*, pages 160–163, Jan 2006.
- [69] George R. Doddington. Speech analysis/synthesis system with silence suppression, September 22 1987. US Patent 4,696,039.

- [70] P. Dupuy. Method of covering shadow areas in a cellular mobile radio system and radio booster for implementing this method, August 19 1997. US Patent 5659879 A.
- [71] Jörg Eberspächer, Hans-Jörg Vögel, Christian Bettstetter, and Christian Hartmann. *GSM-architecture, protocols and services*. John Wiley & Sons, 2008.
- [72] M.W. Evans and S.A. Leslie. Repeater with feedback oscillation control, March 10 1992. US Patent 5,095,528.
- [73] Eweda Eweda. Comparison of LMS and NLMS adaptive filters with a non-stationary input. In *2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, pages 1630–1634. IEEE, 2010.
- [74] D.D. Falconer. Adaptive reference echo cancellation. *IEEE Transactions on Communications*, 30(9) :2083–2094, Sep 1982.
- [75] CE Fossa and Nathaniel J Davis IV. 3G wireless standards offer solution to mobile services in the warfighter information network. In *Military Communications Conference, 2001. MILCOM 2001. Communications for Network-Centric Operations : Creating the Information Force. IEEE*, volume 1, pages 403–407. IEEE, 2001.
- [76] K.M. Gainey, K.J. Negus, J.C. Otto, and J.A. Proctor. Répéteur à transposition de fréquence comportant une architecture d'oscillateur local peu onéreuse présentant des performances élevées, December 22 2005. WO Patent App. PCT/US2005/019,585.
- [77] T. Gansler, S.L. Gay, M. Sondhi, and J. Benesty. Double-talk robust fast converging algorithms for network echo cancellation. In *IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, pages 215–218, 1999.
- [78] Xiqi Gao, Truong Q Nguyen, and Gilbert Strang. On factorization of m-channel paraunitary filterbanks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(7) :1433–1446, 2001.
- [79] V.K. Garg. *Wireless network evolution : 2G to 3G*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Prentice Hall, 2002.
- [80] Henri Gavin. The Levenberg-Marquardt method for nonlinear least squares curve-fitting problems. *Department of Civil and Environmental Engineering, Duke University*, 2011.
- [81] Josiah Willard Gibbs. Letter in nature 59, 200 (1898±1899). also in collected works, vol. II, 1927.
- [82] Andre Gilloire and Martin Vetterli. Adaptive filtering in subbands with critical sampling : analysis, experiments and application to acoustic echo cancellation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(8) :1862–1875, 1992.
- [83] G. Ginolhac and G. Jourdain. "principal component inverse" algorithm for detection in the presence of reverberation. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 27(2) :310–321, Apr 2002.
- [84] David Goodman and Robert A Myers. 3G cellular standards and patents. In *International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*, volume 1, pages 415–420. IEEE, 2005.
- [85] James D Gordy, Tyseer Aboulnasr, and Martin Bouchard. Reduced-complexity proportionate nlms employing block-based selective coefficient updates. In *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008. IEEE International Conference on*, pages 233–236. IEEE, 2008.

- [86] D.A. Gore, M.M. Wang, G.D. Barriac, J.A. Proctor, and T. Tian. Frequency domain feedback channel estimation for an interference cancellation repeater including sampling of non causal taps, November 11 2010. US Patent App. 12/776,957.
- [87] Alexandre Guérin, Gérard Faucon, Le Bouquin-Jeannes, et al. Nonlinear acoustic echo cancellation based on Volterra filters. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 11(6) :672–683, 2003.
- [88] J. Gunther. Learning echo paths during continuous double-talk using semi-blind source separation. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 20(2) :646–660, Feb 2012.
- [89] Seung Hee Han and Jae Hong Lee. Modified selected mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 50(3) :335–341, 2004.
- [90] Dong Hang and Sun Hong. Multirate algorithm for updating the coefficients of adaptive filter. In *First International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems, ICINIS 2008*, pages 581–584, Nov 2008.
- [91] Eberhard Hänsler and Gerhard Schmidt. *Acoustic echo and noise control : a practical approach*, volume 40. John Wiley & Sons, 2005.
- [92] M.A. Haque, A.K.M.K. Islam, and M.I. Islam. Evaluation of performances of digital adaptive filters in acoustic echo cancellation. In *12th International Conference on Computers and Information Technology. ICCIT 2009*, pages 215–219, Dec 2009.
- [93] Simon S Haykin. *Adaptive filter theory*. Pearson Education India, 2005.
- [94] Ying He, Hong He, Li Li, Yi Wu, and Hongyan Pan. The applications and simulation of adaptive filter in noise canceling. In *Computer Science and Software Engineering, 2008 International Conference on*, volume 4, pages 1–4. IEEE, 2008.
- [95] Gunnar Heine and Matt Horrér. *GSM networks : protocols, terminology and implementation*. Artech House, Inc., 1999.
- [96] Wolfgang Hoeg and Thomas Lauterbach. *Digital audio broadcasting : principles and applications of DAB, DAB+ and DMB*. John Wiley & Sons, 2009.
- [97] Nils Holte and Steiner Stueflotten. A new digital echo canceler for two-wire subscriber lines. *IEEE Transactions on Communications*, 29(11) :1573–1581, 1981.
- [98] Carl Hopkins. *Sound insulation*. Routledge, 2012.
- [99] W. Huang, V. Krishnan, and D.V. Anderson. Conjugate distributed arithmetic adaptive FIR filters and their hardware implementation. In *49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2006. MWSCAS '06*, volume 2, pages 295–299, Aug 2006.
- [100] Texas Instrument. *Fixed-Point Arithmetic : An Introduction*, 2003.
- [101] Texas Instrument. *TMS320C64x DSP Library Programmer's Reference*, 2003.
- [102] Texas Instruments. *DAC5681Z : 16-Bit, 1.0 GSPS 2x-4x Interpolating Digital-To-Analog Converter (DAC)*, 2012.
- [103] Abdul J Jerri. *The Gibbs phenomenon in Fourier analysis, splines and wavelet approximations*, volume 446. Springer, 1998.
- [104] Kelly John L Jr. Self-adaptive echo canceller, March 10 1970. US Patent 3,500,000.

- [105] Max Kamenetsky and Bernard Widrow. A variable leaky LMS adaptive algorithm. In *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 125–128. IEEE, 2004.
- [106] MR Karim and Mohsen Sarraf. *W-CDMA and CDMA2000 for 3G Mobile Networks*. McGraw-Hill, 2002.
- [107] Sumit Kase and Nishit Narang. *3G Networks*. Tata McGraw-Hill Education, 2004.
- [108] T. Kashiwada, K. Nakazato, M. Nishimura, and M. Shigematsu. Optical fiber amplifier and optical amplifier repeater, June 17 1997. US Patent 5,640,269.
- [109] Keyvan Kasiri, Iraj Hosseini, Omid Taheri, Mohammad Javad Omid, and P Glenn Gulak. A preprocessing method for PAPR reduction in OFDM systems by modifying FFT and IFFT matrices. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, pages 1–5. IEEE, 2007.
- [110] M. Kawano and K. Mihashi. Mobile radio communication system with repeater station grid, February 23 1988. US Patent 4,727,590.
- [111] Shoab Ahmed Khan. *Digital design of signal processing systems : a practical approach*. Wiley. com, 2011.
- [112] A.W.H. Khong and P.A. Naylor. Efficient use of sparse adaptive filters. In *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06*, pages 1375–1379, Oct 2006.
- [113] Daesung Kim, Hun Choi, and Hyundeok Bae. Acoustic echo cancellation using blind source separation. In *IEEE Workshop on Signal Processing Systems, 2003. SIPS 2003*, pages 241–244, Aug 2003.
- [114] J Kim and K Konstantinou. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory. *Electronics Letters*, 37(23) :1417–1418, 2001.
- [115] K. Kinnunen and O. Schroderus. Direct mode repeater in a mobile radio system, September 12 1996. WO Patent App. PCT/FI1996/000,025.
- [116] J.W. Kinzie, W.P. Kuiper, and B.W. Lovinggood. A digital repeater, November 19 2003. EP Patent App. EP20,000,126,543.
- [117] Gary D Knott. *Interpolating cubic splines*, volume 18. Springer, 2000.
- [118] Chi Chung Ko, Wanjun Zhi, and Francois Chin. MI-based frequency estimation and synchronization of frequency hopping signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(2) :403–410, 2005.
- [119] T. Kolze, R. van der Wal, and B. Currivan. Method and system for digital video broadcast for cable (DVB-C2), May 7 2013. US Patent 8,437,406.
- [120] Erwin Kreyszig. *Introductory functional analysis with applications*, volume 81. wiley New York, 1989.
- [121] Brian S Krongold and Douglas L Jones. An active-set approach for OFDM PAR reduction via tone reservation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(2) :495–509, 2004.
- [122] J.W. Ku, J.B. Kim, H.W. Kang, and H.S. You. Method and apparatus for estimating/-removing echo signal using channel coefficient predicting technique in multi-carrier system, August 27 2009. US Patent App. 12/391,878.

- [123] F Kuch and Walter Kellermann. Nonlinear line echo cancellation using a simplified second order Volterra filter. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, volume 2, pages II–1117. IEEE, 2002.
- [124] T. Kummetz. Digital repeater having bandpass filtering, adaptive pre-equalization and suppression of natural oscillation, January 6 2011. US Patent App. 12/882,941.
- [125] Sen M Kuo, Bob H Lee, and Wenshun Tian. *Real-time digital signal processing : implementations and applications*. Wiley. com, 2006.
- [126] Xavier Lagrange, Philippe Godlewski, and Sami Tabbane. *Réseaux GSM : des principes à la norme*. Hermès Science Publications, 2000.
- [127] Jetro Lauha. The neglected art of fixed point arithmetic. Retrieved August, 12 :2011, 2006.
- [128] C Lavarenne and Y Sorel. Modele unifié pour la conception conjointe logiciel-matériel a unified model for software-hardware co-design. *Traitement du signal*, 14(6) :569–578, 1997.
- [129] Jhong Sam Lee. Coupled interference cancellation system for wideband repeaters in a cellular system, May 7 2002. US Patent 6,385,435.
- [130] Kong-Aik Lee, Woon-Seng Gan, and Sen M Kuo. *Subband adaptive filtering : Theory and implementation*. John Wiley & Sons, 2009.
- [131] LA Lee and Woon S Gan. Improving convergence of the NLMS algorithm using constrained subband updates. *Signal Processing Letters, IEEE*, 11(9) :736–739, 2004.
- [132] Moohong Lee, Byungjik Keum, Hwang Soo Lee, and Joo-Wan Kim. A radio repeater interference cancellation model for mobile communication systems. In *The Fourth International Conference on Wireless and Mobile Communications, 2008. ICWMC'08*, pages 376–381. IEEE, 2008.
- [133] W. Leotwassana, R. Punchalard, and W. Silaphan. Adaptive howling canceller using adaptive IIR notch filter : simulation and implementation. In *Proceedings of the 2003 International Conference on Neural Networks and Signal Processing*, volume 1, pages 848–851 Vol.1, Dec 2003.
- [134] Xiaodong Li and Leonard J Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. In *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, volume 3, pages 1634–1638. IEEE, 1997.
- [135] D.W. Lin. Minimum mean-square error echo cancellation and equalization for digital subscriber line transmission. I. Theory and computation. *IEEE Transactions on Communications*, 38(1) :31–38, Jan 1990.
- [136] F. Ling. Echo cancellation, March 14 1989. US Patent 4,813,073.
- [137] Jianming Liu and S.L. Grant. A new doubletalk and channel change detection algorithm based on hypothesis testing. In *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2012 Proceedings of the 20th European*, pages 2457–2461, Aug 2012.
- [138] Youhong Lu, Ronald Fowler, Wenshun Tian, and Leland Thompson. Enhancing echo cancellation via estimation of delay. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(11) :4159–4168, 2005.
- [139] Odile Macchi. *Adaptive processing : The least mean squares approach with applications in transmission*. Wiley West Sussex, 1995.

- [140] S. Mahboob, S. Stapleton, and S. Muhaidat. Adaptive interference cancellation system for multihop WCDMA 3G networks. In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall)*, 2010 IEEE 72nd, pages 1–5, Sept 2010.
- [141] C. Marro, Y. Mahieux, and K.U. Simmer. Analysis of noise reduction and dereverberation techniques based on microphone arrays with postfiltering. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 6(3) :240–259, May 1998.
- [142] Mathworks. *Fixed-Point Designer for MATLAB Code : User's guide*, 2013.
- [143] A. Mehrotra. *GSM systems engineering*. The Artech House Mobile Communications Series. Artech House, Incorporated, 1997.
- [144] Daniel Ménard. *Contribution à la conception de systèmes en virgule fixe*. PhD thesis, Université Rennes 1, 2011.
- [145] D.G. Messerschmitt. An electronic hybrid with adaptive balancing for telephony. *IEEE Transactions on Communications*, 28(8) :1399–1407, Aug 1980.
- [146] Ljiljana Milic. *Multirate filtering for digital signal processing : MATLAB applications*. Information Science Reference-Imprint of : IGI Publishing, 2008.
- [147] Ajay R Mishra. *Cellular Technologies for Emerging Markets : 2G, 3G and Beyond*. John Wiley & Sons, 2010.
- [148] Himanshu Bhusan Mishra, Madhusmita Mishra, and Sarat Kumar Patra. Selected mapping based PAPR reduction in WiMAX without sending the side information. In *Recent Advances in Information Technology (RAIT)*, 2012 1st International Conference on, pages 182–184. IEEE, 2012.
- [149] A.H. Mohammadian. On-frequency repeater, March 8 2012. WO Patent App. PCT/US2011/050,253.
- [150] Dennis R Morgan and James C Thi. A delayless subband adaptive filter architecture. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(8) :1819–1830, 1995.
- [151] S. Mosayyebpour, M. Esmaeili, and T.A. Gulliver. Single-microphone early and late reverberation suppression in noisy speech. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 21(2) :322–335, Feb 2013.
- [152] Kurt Huggo Mueller. Echo canceller for two-wire full duplex data transmission, May 2 1978. US Patent 4,087,654.
- [153] B. Mulliez, E. Moutaye, H. Tap, L. Gatet, and F. Gizard. Predistortion system implementation based on analog neural networks for linearizing high power amplifiers transfer characteristics. In *Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 2013 36th International Conference on, pages 412–416, July 2013.
- [154] J.H. Myers, J.P.I.I. Carmine, and R.J. Ramsay. Passive optical repeater bypass for optical fiber systems, May 13 1997. US Patent 5,629,789.
- [155] M. Najim. *Synthèse de filtres numériques en traitement du signal et des images*. Prentice-Hall Signal Processing Series. Hermes Science Publications, 2004.
- [156] Mohamed Najim. *Digital filters design for signal and image processing*, volume 669. John Wiley & Sons, 2010.
- [157] Junji Namiki. One frequency repeater for a digital microwave radio system with cancellation of transmitter-to-receiver interference, October 20 1987. US Patent 4,701,935.

- [158] Nishit Narang and Sumit Kaser. *2G Mobile networks : GSM and HSCSD*. Tata McGraw-Hill Publishing company, India, 2007.
- [159] K.M. Nasr, J. Cosmas, M. Bard, and J. Gledhill. Echo cancellation and channel estimation for on-channel repeaters in DVB-T/H networks. In *Mobile and Wireless Communications Summit, 2007. 16th IST*, pages 1–6, July 2007.
- [160] K.M. Nasr, J. Cosmas, M. Bard, and J. Gledhill. An echo canceller for DVB-T/H on-channel repeaters. In *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, pages 639–643, April 2007.
- [161] K.M. Nasr, J.P. Cosmas, M. Bard, and J. Gledhill. Performance of an echo canceller and channel estimator for on-channel repeaters in DVB-T/H networks. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 53(3) :609–618, Sept 2007.
- [162] F. Nekouei, N. Zargar Talebi, Y.S. Kaviani, and A. Mahani. FPGA implementation of LMS self correcting adaptive filter (SCAF) and hardware analysis. In *8th International Symposium on Communication Systems, Networks Digital Signal Processing (CSNDSP)*, pages 1–5, July 2012.
- [163] M. Nekui and M. Atarodi. A fast converging algorithm for network echo cancellation. *Signal Processing Letters, IEEE*, 11(4) :427–430, April 2004.
- [164] Hai-Nam Nguyen. *Optimisation de la précision de calcul pour la réduction d'énergie des systèmes embarqués*. PhD thesis, Université Rennes 1, 2011.
- [165] Hideki Ochiai. A novel Trellis-Shaping design with both peak and average power reduction for OFDM systems. *IEEE Transactions on Communications*, 52(11) :1916–1926, 2004.
- [166] Mizuhito Ogawa et al. Overflow and roundoff error analysis via model checking. In *Seventh IEEE International Conference on Software Engineering and Formal Methods*, pages 105–114. IEEE, 2009.
- [167] Young Ho Oh, Se Young Kim, and Dae-Jin Kim. An equalization technique to combat strong pre-echoes in SFN with DOCR. In *International Conference on Consumer Electronics*, pages 1–2, Jan 2008.
- [168] Mariane R Petraglia, Rogerio G Alves, and Paulo SR Diniz. New structures for adaptive filtering in subbands with critical sampling. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(12) :3316–3327, 2000.
- [169] M.R. Petraglia and D.B. Haddad. New adaptive algorithms for identification of sparse impulse responses - analysis and comparisons. In *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2010 7th International Symposium on*, pages 384–388, Sept 2010.
- [170] Dac Pham, Shigehiro Asano, Mark Bolliger, Michael N Day, H Peter Hofstee, C Johns, J Kahle, Atsushi Kameyama, John Keaty, Yoshio Masubuchi, et al. The design and implementation of a first-generation cell processor. In *Solid-State Circuits Conference, 2005. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2005 IEEE International*, pages 184–592. IEEE, 2005.
- [171] George M Phillips. *Interpolation and approximation by polynomials*, volume 14. Springer, 2003.
- [172] David M Pozar. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [173] Gottfried Punz. *Evolution of 3G Networks*. Springer, 2010.

- [174] Feng Qunchao, Chen Yuanzhi, and Du Weitao. An improved feedback cancelling method for on-channel repeater. In *IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Information Security (WCNIS)*, pages 158–161. IEEE, 2010.
- [175] C. Ranson, V. Hanson, and T. Kummetz. System and method for feedback cancellation in repeaters, July 1 2010. US Patent App. 12/347,098.
- [176] C. Ranson, V.E. Hanson, and T. Kummetz. System and method for feedback cancellation in repeaters, May 9 2013. US Patent App. 13/726,047.
- [177] YS Rao, Wing-Cheong Yeung, and Anil Kripalani. Third-generation (3G) radio access standards. In *International Conference on Communication Technology Proceedings. WCC-ICCT 2000*, volume 2, pages 1017–1023. IEEE, 2000.
- [178] A.L. Raven. Fiber optic repeater, December 4 1986. WO Patent App. PCT/GB1986/000,279.
- [179] C.H.H. Ribas, J. C M Bermudez, and N.J. Bershad. Low-complexity robust sparse channel identification using partial block wavelet transforms-analysis and implementation. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. ICASSP 2008*, pages 3281–3284, March 2008.
- [180] Herbert Robbins and Sutton Monro. A stochastic approximation method. *The annals of mathematical statistics*, pages 400–407, 1951.
- [181] Romuald Rocher. *Évaluation analytique de la précision des systèmes en virgule fixe*. PhD thesis, Université Rennes 1, 2006.
- [182] Hermann Rohling. *Concepts for Future Communication Systems*. Springer, 2011.
- [183] Moray Rumney et al. *LTE and the evolution to 4G wireless : Design and measurement challenges*. John Wiley & Sons, 2013.
- [184] Markus Rupp and Ali H Sayed. A time-domain feedback analysis of filtered-error adaptive gradient algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 44(6) :1428–1439, 1996.
- [185] Erno Salminen, Vesa Lahtinen, Kimmo Kuusilinnä, and Timo Hamalainen. Overview of bus-based system-on-chip interconnections. In *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, volume 2, pages II–372. IEEE, 2002.
- [186] D. Schoenbeck and F. Kaufmann. Method and device for echo cancellation, February 22 2007. US Patent App. 11/491,734.
- [187] D. Schoenbeck and F. Kaufmann. Method and device for repeating isofrequency signals, February 11 2009. EP Patent 1,748,578.
- [188] Rohde & Schwarz. *Signal and Spectrum Analyzer : Operating Manual*, 2010.
- [189] G.B. Sentoni. Nonlinear echo cancellation : a real implementation. In *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology. ISSPIT 2003*, pages 656–659, Dec 2003.
- [190] A.F. Shalash. Hybrid FIR-IIR adaptive echo canceller for wireline applications. In *Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 364–368, Oct 2005.
- [191] Joseph Shapira and Samuel Y Miller. *CDMA radio with repeaters*. Springer, 2007.

- [192] Hyun-Chool Shin and Ali H Sayed. Mean-square performance of a family of affine projection algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(1) :90–102, 2004.
- [193] P.K. Shukla, T. Hewavithana, and B. Arambepola. Mobile channel estimation algorithm for DVB-H COFDM demodulator, September 21 2010. US Patent 7,801,020.
- [194] Christian Siegl and Robert FH Fischer. Tone reservation for peak-to-average power ratio reduction in OFDM under different optimization constraints. *Erlangen, Germany*, 2008.
- [195] Marvin K Simon and Mohamed-Slim Alouini. *Digital communication over fading channels*, volume 95. John Wiley & Sons, 2005.
- [196] Mayank Sirotiya and Adrish Banerjee. Detection and estimation of frequency hopping signals using wavelet transform. In *Second UK-India-IDRC International Workshop on Cognitive Wireless Systems (UKIWCWS)*, pages 1–5. IEEE, 2010.
- [197] M. Sondhi, D.R. Morgan, and J.L. Hall. Stereophonic acoustic echo cancellation-an overview of the fundamental problem. *Signal Processing Letters, IEEE*, 2(8) :148–151, Aug 1995.
- [198] Man Mohan Sondhi and David A Berkley. Silencing echoes on the telephone network. *Proceedings of the IEEE*, 68(8) :948–963, 1980.
- [199] M. Souden and Zicheng Liu. Optimal joint linear acoustic echo cancelation and blind source separation in the presence of loudspeaker nonlinearity. In *Multimedia and Expo, 2009. ICME 2009. IEEE International Conference on*, pages 117–120, June 2009.
- [200] E. Spampinato and O. Rousset. Method for isofrequency transmission of a digital signal with echo suppression and corresponding retransmission device, August 16 2007. US Patent App. 11/485,106.
- [201] E. Spampinato and O. Rousset. Procédé et dispositif de ré-émission isofréquence d'un signal numérique à suppression d'écho, January 17 2007. EP Patent App. EP20,060,116,077.
- [202] Peter Stavroulakis. *Terrestrial Trunked Radio : TETRA*. Springer, 2007.
- [203] A. Stenger, L. Trautmann, and R. Rabenstein. Nonlinear acoustic echo cancellation with 2nd order adaptive Volterra filters. In *Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, volume 2, pages 877–880 vol.2, Mar 1999.
- [204] Alexander Stenger and Rudolf Rabenstein. Adaptive Volterra filters for nonlinear acoustic echo cancellation. In *NSIP*, pages 679–683, 1999.
- [205] Gilbert Strang and Truong Nguyen. *Wavelets and filter banks*. SIAM, 1996.
- [206] Akihiko Sugiyama, Jérôme Berclaz, and Miki Sato. Noise-robust double-talk detection based on normalized cross correlation and a noise offset. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Proceedings.(ICASSP'05)*, volume 3, page 153. IEEE, 2005.
- [207] S. Sukhumalwong, C. Benjangkaprasert, N. Anantrasirichai, and K. Janchitrapongvej. Echo cancellation using the new variable step-size algorithm adaptive lattice filters. In *SICE-ICASE, 2006. International Joint Conference*, pages 3169–3172, Oct 2006.

- [208] W. Tingchan, C. Benjangkprasert, and O. Sangaroon. Performance comparison of adaptive algorithms for multiple echo cancellation in telephone network. In *Control, Automation and Systems, 2007. ICCAS '07. International Conference on*, pages 789–792, Oct 2007.
- [209] W. Tingchan, V. Chutchavong, and C. Benjangkprasert. Performance of a robust variable step-size LMS adaptive algorithm for multiple echo cancellation in telephone network. In *SICE-ICASE, 2006. International Joint Conference*, pages 3173–3176, Oct 2006.
- [210] Orlando J Tobias and Rui Seara. On the LMS algorithm with constant and variable leakage factor in a nonlinear environment. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(9) :3448–3458, 2006.
- [211] M. Togami and Y. Kawaguchi. Speech enhancement combined with dereverberation and acoustic echo reduction for time varying systems. In *Statistical Signal Processing Workshop (SSP), 2012 IEEE*, pages 357–360, Aug 2012.
- [212] Jun Tong and Li Ping. Iterative detection techniques for clipped OFDM systems. In *Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2008.
- [213] David Tse. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.
- [214] Josef Urban. PAPR reduction in OFDM systems by simplified clipping and filtering with bounded distortion. *Doctoral Degree Programme, Faculty of Electrical Engineering and Communication Brno University of Technology (FEEC BUT)*, 2006.
- [215] B.H. Van and A. Klatt. Method for preventing coverage gaps on the borders of a cellular mobile communications system, May 28 2009. WO Patent App. PCT/EP2008/008,175.
- [216] Dieter Van Welden and Heidi Steendam. Clipping versus symbol switching for PAPR reduction in coded OFDM. In *2008 IEEE International symposium on Communications and Vehicular Technology (SCVT 2008)*, 2008.
- [217] Saeed V Vaseghi. *Advanced digital signal processing and noise reduction*. Wiley, 2008.
- [218] Meng Wang, Li-Rong Dai, Yan Song, and Ren-Hua Wang. A double-talk robust and fast converging echo canceller. In *5th International Conference on Information, Communications and Signal Processing*, pages 1316–1319, 2005.
- [219] Xinyi Wang, Tingzhi Shen, and Weijing Wang. A novel real-time implementation for network echo cancellation system. In *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*, pages 82–85, Oct 2007.
- [220] S. Weinstein. Echo cancellation in the telephone network. *Communications Society Magazine, IEEE*, 15(1) :8–15, January 1977.
- [221] Stephen B Weinstein. Echo cancellation in two-wire, two-way data transmission systems, December 26 1978. US Patent 4,131,767.
- [222] Yang Wen, Wei Huang, and Zhongpei Zhang. CAZAC sequence and its application in LTE random access. In *Information Theory Workshop, 2006. ITW'06 Chengdu. IEEE*, pages 544–547. IEEE, 2006.
- [223] B. Widrow and R. Winter. Neural nets for adaptive filtering and adaptive pattern recognition. *Computer*, 21(3) :25–39, March 1988.

- [224] A.S. Wright and S.J. Bennett. Digital control of a linc linear power amplifier, 2000. US Patent 6,054,894.
- [225] Y Wu, KL Man, and Y Wang. Optimum selective mapping for PAPR reduction. In *Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, 2011, pages 1–5. IEEE, 2011.
- [226] Samuel C Yang. *3G CDMA2000 : wireless system engineering*. Artech House, 2004.
- [227] Weimin Yang, Rui Chen, and Zhifeng E. Adaptive filter by using sparse partial update extended correlation lms algorithm in the double-talk condition. In *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. WiCom '09*, pages 1–4, Sept 2009.
- [228] Ryota Yoshizawa and Hideki Ochiai. Peak power reduction of OFDM signals using Trellis-Shaping with M-algorithm. In *Proceedings of 20th International Conference on Computer Communications and Networks (ICCCN)*, pages 1–5. IEEE, 2011.
- [229] Nam Yul Yu. A theoretical study of peak-to-average power ratio in Reed-Muller coded multicarrier CDMA. In *Information Sciences and Systems (CISS), 2010 44th Annual Conference on*, pages 1–6, March 2010.
- [230] Jia Yuan, Pengwu Tian, and Hongyi Yu. The detection of frequency hopping signal using compressive sensing. In *International Conference on Information Engineering and Computer Science. ICIECS 2009*, pages 1–4. IEEE, 2009.
- [231] M. Yukawa, R.C. De Lamare, and R. Sampaio-Neto. Acoustic echo cancellation with reduced-rank adaptive interpolated filter based on parallel-branch diversity decimation. In *15th International Conference on Digital Signal Processing*, pages 39–42, July 2007.
- [232] Azzedine Zerguine. Convergence and steady-state analysis of the normalized least mean fourth algorithm. *Digital Signal Processing*, 17(1) :17–31, 2007.
- [233] Yue Zhang, J Cosmas, KK Loo, and Maurice Bard. Design and implementation of digital echo cancellation on-channel repeater in DVB-T/H networks. In *57th Annu. IEEE Broadcast Symp., Washington DC*, 2007.

GLOSSAIRE

3GPP	3rd Generation Partnership Project : coopération entre organismes de standardisation régionaux en télécommunications tels que: ITU, l'ETSI (Europe), l'ARIB/TTC (Japon), le CCSA (Chine), l'ATIS (Amérique du Nord) et le TTA (Corée du Sud), visant à produire des spécifications techniques pour les réseaux mobiles 3G et 4G. 3GPP assure la maintenance et le développement de spécifications techniques pour les normes mobiles GSM, notamment pour le GPRS, l'EDGE, l'UMTS et le LTE.
AAA	Algorithm-Architecture Adequation methodology : consiste à étudier en même temps les aspects algorithmiques et architecturaux en prenant en compte leurs interactions, en vue d'effectuer une implantation optimisée de l'algorithme par la minimisation des composants logiciels et matériels, tout en réduisant les temps de développement et les coûts finaux de l'application étudiée.
ADC	Analog to Digital Converter : montage électronique dont la fonction est de traduire une grandeur analogique en une valeur numérique (codée sur plusieurs bits), proportionnelle au rapport entre la grandeur analogique d'entrée et la valeur maximum du signal.
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation : un algorithme non standardisé de compression de données avec perte. Il repose sur la présence d'un schéma de prédiction et d'un codage des erreurs entre la prédiction et le signal original. Les erreurs étant souvent de faibles amplitudes, une compression intéressante est possible grâce à la diminution des bits nécessaires à l'opération.
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line : une technique de communication numérique, qui permet d'utiliser une ligne téléphonique pour transmettre et recevoir des données numériques de manière indépendante du service téléphonique conventionnel via un filtre ADSL branché à la prise. Cette technologie est massivement mise en œuvre par les fournisseurs d'accès à Internet pour le support des accès dits "haut-débit".
AEC	Acoustic Echo Cancellor : utilisé dans la téléphonie pour décrire le processus de suppression d'écho d'une communication vocale en vue d'améliorer la qualité de la voix sur un appel téléphonique. En plus de l'amélioration de la qualité, ce procédé augmente la capacité obtenue grâce à la suppression des silences en empêchant la transmission des échos à travers un réseau.
AES	Advanced Encryption Standard : connu sous le nom de Rijndael, est un algorithme de chiffrement symétrique. Lancé en 1997 par le NIST, il devint le nouveau standard de chiffrement pour les organisations du gouvernement des États-Unis. Il a été approuvé par la NSA dans sa suite B1 des algorithmes cryptographiques.
AGC	Automatic Gain Control : plus connu dans le domaine de l'électronique analogique, c'est un dispositif destiné à modifier le gain d'un amplificateur, afin d'amener le signal de sortie à un niveau optimal pour les étages suivants, ou pour le dispositif de destination. En d'autres termes, ce système récupère l'amplitude moyenne du signal entrant, à l'aide de filtres (généralement passe-bas). Sur la base d'une tension représentant cette amplitude moyenne, il utilise cette tension comme commande de gain pour l'étage amplificateur, c'est-à-dire plus la tension est importante (la puissance du signal entrant est importante), plus le gain de l'amplificateur diminue, et réciproquement.
AM	Amplitude Modulation : mode de modulation analogique consistant à transmettre un signal par la modulation de l'amplitude d'un signal porteur.
AMPS	Advanced Mobile Phone System : norme de téléphonie mobile analogique américaine développée par Bell Labs et dont les expérimentations ont débuté en Amérique du Nord en 1978, puis au Canada, au Royaume-Uni, en Australie et dans quelques autres pays. L'AMPS a été le premier système de téléphonie mobile analogique commercialisé à grande échelle en Amérique du Nord dans les années 1980.
ANRT	Association Nationale de la Recherche et de la Technologie : rassemble les acteurs publics et privés de la recherche et du développement. Son objectif est d'aider à améliorer l'efficacité du système français de recherche et d'innovation et en particulier les relations public-privé. Ses trois actions principales sont les Conventions CIFRE, la plate forme de prospective FutuRIS et, avec le service Europe, l'amélioration des pratiques de recherche partenariale (http://www.anrt.asso.fr).

ARCEP	A utorité de R égulation des C ommunications É lectroniques et des P ostes: autorité administrative indépendante chargée de réguler les communications électroniques et les postes en France.
ASK	A mplitude- S hift K eying: type de modulation numérique dans lequel le signal est modulé en l'amplitude.
AT	A Ttention (commandes de H AYES), c'est un langage de commandes développé à l'origine pour le modem Hayes Smartmodem 300. Ce jeu de commandes s'est ensuite retrouvé dans tous les modems produits.
ATEX	A Tmosphères E Xplosibles: réglementation issue de deux directives européennes (94/9/CE ou ATEX 137 pour les équipements destinés à être utilisés en zones ATEX, et 1999/92/CE ou ATEX 100A pour la sécurité des travailleurs.
ATSC	A dvanced T elevision S ystems C ommittee: à la base, c'est un groupe créé en 1982, pour développer les Standards ATSC pour la télévision numérique aux États-Unis, également adoptés par le Canada, Mexique, Corée du Sud et récemment le Honduras et envisagés par d'autres pays. L'ATSC peut produire des images de type Wide Screen 16:9 de résolution maximum 1920x1080 pixels, soit six fois mieux que l'ancien système NTSC. Différentes tailles d'image sont supportées. Jusqu'à six canaux virtuels SDTV peuvent être inclus dans une émission simple.
BER	B it E rror R ate: désigne une valeur relative au taux d'erreur mesuré à la réception d'une transmission numérique, au niveau d'atténuation et/ou de perturbation d'un signal transmis.
BMP	B it M a P image file: un format d'image matricielle ouvert développé par Microsoft et IBM. C'est un des formats d'images les plus simples à développer et à utiliser pour programmer. Il est lisible par quasiment tous les visualiseurs et éditeurs d'images.
BPSK	B inary P hase S hift K eying: version à deux niveaux de PSK, transmet un bit pour chaque symbole.
BSS	B lind S ources S eparation: consiste à estimer un jeu de N sources inconnues à partir d'un jeu de P observations. Ces observations sont des mélanges de ces sources et proviennent de capteurs (antennes, microphones, caméras, etc). Le mélange entre ces sources, qui s'effectue pendant leur propagation jusqu'aux capteurs, est supposé inconnu.
BTS	B ase T ransceiver S tation: élément de base du système cellulaire de téléphonie mobile GSM, appelé plus communément antenne-relais GSM. Schématiquement, elle est composée essentiellement d'un élément d'interface avec le BSC, d'un émetteur/récepteur et d'une antenne, elle forme ainsi une cellule qui est la base du maillage du réseau.
BWA	B roadband W ireless A ccess: différents types de réseau sans fil haute vitesse, offrant un accès Internet par le biais d'un modem portable, d'un téléphone ou d'un autre appareil. Diverses normes de réseau peuvent être utilisées, comme le WiMAX, UMTS / HSPA, EV-DO et certains systèmes portables par satellite.
CAZAC	C onstant A mplitude Z ero A uto C orrelation: signal périodique complexe avec un module unitaire et une autocorrelation égale à zéro, ce signal trouve son application dans les systèmes de communication sans fil, par exemple dans 3GPP (LTE) pour la synchronisation des téléphones mobiles avec des stations de base.
CDMA	C ode D ivision M ultiple A ccess: méthode d'accès à la ressource radio basée sur l'idée de l'accès multiple, ce qui est le cas de plusieurs émetteurs qui peuvent simultanément envoyer des informations sur un seul canal de communication. Cela permet à plusieurs utilisateurs de partager une bande de fréquences. Il existe une variante; CDMA2000 reconnue faisant partie de la 3G par l'ITU, tout comme l'UMTS et qui prolonge la technologie américaine 2G.
CIFRE	C onvention I ndustrielle de F ormation par la R echerche: dispositif de financement de thèse qui aide les entreprises pour le recrutement d'un jeune chercheur-doctorant. Ce système est fondé sur une convention entre une entreprise, un laboratoire de recherche et un jeune diplômé (diplôme permettant une inscription en doctorat). L'entreprise s'engage à embaucher le jeune diplômé par un CDD de 36 mois (régime dérogatoire article D 1242-art.3 et 6 du Code de Travail) ou un CDI et lui confie un travail de recherche en liaison directe avec un laboratoire extérieur. Ce travail de recherche sert à la préparation d'une thèse de doctorat (http://cifre.anrt.asso.fr).
CMTS	C able M odem T ermination S ystem: une pièce d'équipement, généralement située dans la tête de réseau d'une entreprise, qui est utilisée pour fournir des services de données à haut débit, tels que l'Internet par câble ou la voix sur protocole Internet.
COFDM	C ode O FD M : procédé qui associe un codage de canal à l'OFDM (O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing) et une modulation numérique des signaux individualisés.
CSA	C onseil S upérieur de l' A udiovisuel: créé en 1989, son rôle est de réguler les différents supports électroniques en France, tels que la radio et la télévision (http://www.csa.fr).

CVP	Content Vectoring Protocol : un protocole de filtrage des données qui transitent par un pare-feu vers un dispositif externe, à l'exemple du trafic HTTP qui est analysé par un anti-virus avant d'être envoyé.
DAB	Digital Multimedia Broadcasting : système de radiodiffusion numérique standardisé développé par le projet européen Eureka 147 regroupant des diffuseurs, constructeurs, centres de recherche et opérateurs.
DAC	Digital to Analog Converter : composant électronique qui convertit les données numériques (généralement binaires) en un signal analogique (courant ou tension).
DC	Direct Current : courant électrique dont la tension est indépendante du temps. Par extension, on nomme courant continu un courant périodique dont la composante continue constitue l'essentiel de sa puissance, ou plus globalement un courant électrique qui circule continuellement (ou très majoritairement) dans le même sens.
DCS	Digital Communication System : désigne une norme téléphonie mobile qui fait partie des normes GSM, mais utilise des bandes de fréquences spécifiques.
DDR	Double Data Rate : un type de mémoire à circuit intégré depuis 2003. La DDR fournit une meilleure bande passante que l'ordinaire SDRAM en transférant les données à la fois sur le front montant et sur le front descendant des impulsions d'horloge, ce qui a pour effet de doubler la vitesse d'accès à la mémoire, en lecture et en écriture. Cette particularité lui donne son nom, il existe plusieurs générations de la DDR tel que la DDR2, DDR3, etc.
DFT	Discrete Fourier Transform : l'équivalent discret de la transformée de FOURIER continue qui est utilisée pour le traitement du signal analogique. La séquence de N nombres complexes x_0, x_1, \dots, x_{N-1} se transforme selon l'expression:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-i2\pi kn/N}, \quad k \in \mathbb{Z}$$

où chaque X_k est un nombre complexe qui exprime l'amplitude et la phase de la composante sinusoïdale x_n .

DHCP	Dynamic Host Configuration Protocol : un protocole réseau dont le rôle est d'assurer la configuration automatique des paramètres IP d'une station, notamment en lui affectant automatiquement une adresse IP et un masque de sous-réseau.
DLL	Delay Locked Loop : un dispositif électronique permettant de changer la phase d'un signal d'horloge. Son fonctionnement est similaire à celui d'une PLL, la différence principale étant l'absence de VCO dans la DLL. Une DLL est composée de nombreux buffers par lesquels passe le signal d'horloge dont on veut changer la phase.
DMB	Digital Multimedia Broadcasting : système de diffusion numérique terrestre basé sur le Digital Multimedia Broadcasting (DAB) créé en Corée du Sud, développé et standardisé dans ce même pays, ainsi que par le projet européen "EUREKA 147", regroupant des diffuseurs, constructeurs, centres de recherches et opérateurs.
DQPSK	Differential Quaternary Phase-Shift Keying : version à quatre niveaux de DPSK. DQPSK transmet deux bits pour chaque symbole et présente un avantage supplémentaire par rapport au débit binaire du DPSK.
DSP	Densité Spectrale de Puissance : est définie comme étant le carré du module de la transformée de FOURIER, divisée par le temps d'intégration T ou, plus rigoureusement, la limite quand T tend vers l'infini de l'espérance mathématique du carré du module de la transformée de FOURIER du signal-on parle alors de Densité Spectrale de Puissance moyenne.
DTMB	Digital Terrestrial Multimedia Broadcast : norme de télévision pour les terminaux mobiles et fixes utilisés en Chine, Hong Kong et Macao. Bien qu'au premier abord cette norme ait été appelée DMB-T / H Digital Multimedia Broadcast-Terrestrial/Handheld, le nom officiel est maintenant DTMB.
DVB	Digital Video Broadcasting : ensemble de normes de télévision numérique édictées par le consortium européen, et utilisées dans un grand nombre de pays. Ses principales concurrentes sont les normes ATSC utilisées aux États-Unis et au Canada et les norme ISDB utilisées au Japon et au Brésil.
DVB-H	Digital Video Broadcasting-Handheld : système de radiodiffusion numérique destiné à une réception sur terminal mobile. Les principales technologies concurrentes du DVB-H sont le T-DMB et l'ISDB-T.

DVB-S	D igital V ideo B roadcasting- S atellite: application de la norme DVB aux transmissions par satellite. Le développement de la norme s'est fait de 1993 à 1997 avec une première version émise en 1994. La première application commerciale a été mise en place par Canal+ pour la France, permettant ainsi la diffusion de la télévision numérique par satellite au grand public.
DVB-T	D igital V ideo B roadcasting- T errestrial: norme de diffusion de la télévision numérique par liaison hertzienne terrestre. Il s'agit de l'une des normes de la famille DVB qui comprend des normes de diffusion de la télévision numérique par différents moyens. Le DVB-T définit la méthode de transmission des services télévisés (audio, vidéo et données); il utilise une modulation OFDM avec une concaténation du codage de canal COFDM.
EDGE	E nhanced D ata-rates for G SM E volution: norme de téléphonie mobile, consistant en une évolution du GPRS qui est elle-même une extension du GSM avec rétrocompatibilité. Elle est connue aussi sous le nom d'Enhanced GPRS (EGPRS).
ETSI	E uropean T elecommunications S tandards I nstitute: organisme de normalisation européen du domaine des télécommunications. Son rôle est de produire des normes de télécommunications pour le présent et le futur. Basé à Sophia Antipolis en France, l'ETSI est officiellement responsable de la normalisation des Technologies de l'information et de la communication (ICT) pour l'Europe en coopération avec le CEN et le CENELEC qui sont les instances européennes représentant l'ISO et la CEI. L'ETSI est également chargé de convertir en normes européennes les spécifications du groupe DVB sur la télévision numérique. L'ETSI coopère également avec ses équivalents américains et asiatiques sur les sujets touchant à la téléphonie mobile de troisième génération dans le cadre d'un projet en partenariat appelé 3GPP.
EVM	E rror V ector M agnitude: appelée aussi erreur de réception de constellation, c'est une mesure utilisée pour quantifier la performance d'un émetteur de radio numérique ou récepteur (analogue à la notion du MER pour la modulation QAM).
FDD	F requency D ivision D uplexing: méthode de multiplexage, dans ce schéma de communication, l'émission et la réception des données se font à des fréquences différentes, c'est-à-dire que la fréquence de la porteuse du signal est différente suivant que le sens de la liaison est montant ou descendant.
FDMA	F requency D ivision M ultiple A ccess: mode de multiplexage et d'accès à la ressource radio destiné à la téléphonie mobile. Il s'agit d'un découpage en bandes de fréquences de manière à attribuer une partie du spectre à chaque utilisateur. De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une ou deux bandes de fréquences distinctes.
FFT	F ast F OURIER T ransform: algorithme pour calculer la transformée de FOURIER discrète et son inverse. Une FFT calcule rapidement ces transformations par factorisation de la matrice de la transformée de FOURIER discrète. La FFT est largement utilisée pour de nombreuses applications dans l'ingénierie, les sciences et les mathématiques. Les idées de base ont été publiées en 1965.
FIR	F inite I mpulse R esponse: filtre numérique caractérisé par une réponse uniquement basée sur un nombre fini de valeurs du signal d'entrée. Par conséquent, quel que soit le filtre, sa réponse impulsionnelle sera stable et de durée finie qui dépend de l'ordre du filtre.
FM	F requency M odulation: mode de modulation analogique consistant à transmettre un signal par la modulation de la fréquence d'un signal porteur.
FPGA	F ield- P rogrammable G ate A rray: circuit intégré logique qui peut être reprogrammé après sa fabrication. On parle souvent (abusivement) de programmation qui n'est pas au sens logiciel car contrairement à un microprocesseur, le FPGA n'exécute aucune ligne de code. Ici, il vaudrait mieux parler de "reconfiguration" plutôt que de reprogrammation, car on modifie des connexions ou le comportement du composant.
FSK	F requency- S hift K eying: mode de modulation de fréquence numérique dans lequel le signal modulé varie entre des fréquences prédéterminées.
GIF	G raphics I nterchange F ormat: un format d'image numérique couramment utilisé pour les échanges sur internet.
GMSK	G aussian M inimum S hift K eying: basé sur la modulation MSK, il utilise un filtre de GAUSS pour lisser les données avant de les moduler, ce filtrage a l'avantage de réduire la puissance de la bande latérale.
GNA	G AUSS – N EWTON A lgorithm: méthode de résolution des problèmes de moindres carrés non linéaires. Elle peut être vue comme une modification de la méthode de Newton dans le cas multidimensionnel afin de trouver le minimum d'une fonction (à plusieurs variables).

GPRS	General Packet Radio Service : norme pour la téléphonie mobile dérivée du GSM et complémentaire de celui-ci, permettant un débit de données plus élevé. C'est une technologie à mi-chemin entre le GSM (2G) et l'UMTS (3G).
GPS	Global Positioning System : système de géolocalisation fonctionnant au niveau mondial. En 2011, il est avec GLONASS, un système de positionnement par satellites entièrement opérationnel et accessible au grand public.
GSM	Global System for Mobile Communications , précédemment Group Spécial Mobile : norme numérique de seconde génération pour la téléphonie mobile. Le groupe de travail chargé de la définir a été établi en 1982 par la Conférence européenne des administrations des postes et télécommunications (CEPT). En France, on distingue le GSM900 dont les fréquences sont autour de 900 MHz et le GSM1800 dont les fréquences sont autour de 1800 MHz.
GSM-R	GSM Railway : standard de communication sans fil basé sur le GSM, et développé spécifiquement pour les applications et les communications ferroviaires. Il permet aux trains de communiquer avec les postes de régulation du trafic ferroviaire, aux agents de conduite, de circulation et de maintenance de communiquer entre eux en mode conférence (appels de groupe).
GUI	Graphical User Interface : dispositif de dialogue homme-machine, dans lequel les objets à manipuler sont dessinés sous forme de pictogrammes à l'écran, que l'utilisateur peut utiliser en imitant la manipulation physique de ces objets avec un dispositif de pointage, le plus souvent une souris.
HSPA+	Evolved High-Speed Packet Access : parfois nommée H+, 3G++ ou 3G Dual Carrier, c'est une norme de téléphonie mobile 3G, évolution de la norme HSPA et permettant d'atteindre des débits plus élevés. Elle fait partie de la 3G transitionnelle issue de la famille 3GPP et est définie dans les versions 7 et 8 des normes 3GPP2.
HTTP	Hypertext Transfer Protocol : un protocole de communication client-serveur développé pour le World Wide Web. HTTPS est la version sécurisée de ce protocole. Il peut fonctionner sur n'importe quelle connexion fiable, dans les faits on utilise le protocole TCP comme couche de transport. Un serveur HTTP utilise alors par défaut le port 80.
IF	Intermediate Frequency : souvent créée par le mélange du signal porteur avec un signal d'oscillateur local en un processus appelé hétérodyne. Ces fréquences sont utilisées dans des récepteurs radios superhétérodynes, dans lesquels un signal entrant est décalée vers une FI pour l'amplification.
IIR	Infinite Impulse Response : type de filtre numérique récursif caractérisé par une réponse basée non seulement sur les valeurs du signal d'entrée, mais aussi sur les valeurs antérieures de cette même réponse.
IMT-A	International Mobile Telecommunications-Advanced : exigences émises par l'UIT-R en 2008 pour la technologie 4G et le service d'accès à Internet.
IMT2000	International Mobile Telecommunications 2000 : sigle choisi par l'ITU pour désigner les cinq technologies d'accès radio des systèmes cellulaires de la troisième génération qui sont retenues parmi les dix technologies proposées par les différents organismes de standardisation de l'ITU. IMT2000 est le résultat d'une collaboration globale entre de nombreuses entités de l'ITU (ITU-R et ITU-T), et d'autres entités extérieures comme le 3GPP, 3GPP2, Wimax Forum, etc.
IP	Internet Protocol : numéro d'identification qui est attribué de façon permanente ou provisoire à chaque appareil connecté à un réseau informatique utilisant l' Internet Protocol . Il existe des adresses IP de version 4 (sur 32 bits, soit 4 octets) et de version 6 (sur 128 bits, soit 16 octets). La version 4 est actuellement la plus utilisée: elle est généralement représentée en notation décimale avec quatre nombres compris entre 0 et 255, séparés par des points, ce qui donne par exemple: 212.85.150.134. Les plages d'adresses IP v4 étant proches de la saturation, les opérateurs incitent à la transition d'IPv4 vers IPv6.
IP65	Indice de Protection 65 : standard international de la commission électrotechnique internationale relatif à l'étanchéité de forme générale IPXX. Cet indice classe le niveau de protection qu'offre un matériel aux intrusions de corps solides (première lettre) et liquides (deuxième lettre) selon un tableau défini par la norme. Par exemple, le format de l'indice IP65 signifie que le matériel électrique est totalement protégé contre les poussières (X=6) et aussi protégé contre les jets d'eau (X=5) de toutes directions à la lance (buse de 22,5 mm, 100 l/min).
IS-95	Interim Standard 95 : souvent appelé CDMAOne, c'est une norme définissant la communication entre un terminal mobile et une station de base dans un réseau de téléphonie mobile utilisant la technique de multiplexage CDMA. La norme IS-95 a été définie par Qualcomm. La norme concurrente GSM utilise deux autres techniques de multiplexage, TDMA et FDMA.

ISDB	I ntegrated S ervices D igital B roadcasting: norme japonaise pour la télévision et la radio numérique. Un dérivé de l'ISDB, ISDB-T International, a été élaboré par le gouvernement brésilien et est largement adopté en Amérique du Sud.
ITU	I nternational T elecommunication U nion: agence des Nations Unies pour le développement spécialisé dans les technologies de l'information et de la communication, basée à Genève (Suisse). Elle compte 193 états membres et 700 membres associés du secteur. Il s'agit de la plus ancienne organisation intergouvernementale technique de coordination, puisqu'elle a été créée sous le nom d'Union internationale du télégraphe en 1865. Le développement du téléphone aidant, elle adopte son nom actuel en 1932 et se voit rattachée directement aux Nations Unies en 1947 (http://www.itu.int).
ITU-R	I nternational T elecommunications U nion R adio communications : une des trois instances de l'ITU qui est responsable de la communication radio. Son rôle est de gérer le spectre des fréquences radio et des ressources satellitaires et d'élaborer des normes pour les systèmes de radiocommunication dans le but d'assurer l'utilisation efficace du spectre.
JPEG	J oint P hotographic E xperts G roup: une norme qui définit le format d'enregistrement et l'algorithme de décodage pour une représentation numérique compressée d'une image fixe.
JTAG	J oint T est A ction G roup: le nom de la norme IEEE 1149.1 intitulée Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture. Le JTAG a été normalisé en 1990. Ce terme, désignant le groupe de travail qui a conçu la norme, est abusivement (mais très largement) utilisé au lieu du terme générique Boundary Scan, ou du sigle TAP Test Access Port, port d'accès de test.
LAN	L ocal A rea N etwork: un réseau d'équipements informatiques limité à une petite zone géographique telle qu'une maison, entreprise, école, etc. Ces équipements s'envoient des trames au niveau de la couche de liaison sans utiliser d'accès à internet.
LE2I	L aboratoire É lectronique, I nformatique et I mage: associé au département STIC du CNRS depuis janvier 2001 (FRE CNRS 2309 puis UMR CNRS depuis janvier 2003). Il est composé d'enseignants-chercheurs provenant des sections 27, 61 et 63 du CNU, de collaborateurs techniques et administratifs et de doctorants répartis sur quatre sites géographiques; Dijon, Le Creusot, Chalon-sur-Saône et Auxerre (http://le2i.cnrs.fr/).
LMA	L EVENBERG – M ARQUARDT A lgorithm: permet d'obtenir une solution numérique au problème de minimisation d'une fonction, souvent non linéaire et dépendant de plusieurs variables. L'algorithme interpole l'algorithme de Gauss-Newton et l'algorithme du gradient. Plus stable que celui de Gauss-Newton, il trouve une solution même s'il est démarré très loin d'un minimum. Cependant, pour certaines fonctions très régulières, il peut converger légèrement moins vite. L'algorithme fut découvert par Kenneth Levenberg, puis publié par Donald Marquardt.
LMS	L east M ean S quare: classe des filtres adaptatifs utilisée pour approximer les coefficients d'un filtre qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre le signal désiré et le signal estimé. Cette technique a été mise au point en 1960 par le professeur de l'Université de Stanford Bernard WIDROW.
LNA	L ow N oise A mplifier: un amplificateur chargé de mettre en forme des signaux très faibles en provenance d'une antenne. Il est souvent placé à proximité du capteur, de manière à minimiser les pertes en ligne; pour cette raison, il est parfois nommé pré-amplificateur.
LO	L ocal O scillator: utilisé pour générer un signal dans le but de convertir un signal d'intérêt à une fréquence différente en utilisant un mélangeur. Ce processus de conversion de fréquence, également dénommé hétérodyne, produit les fréquences somme et différence de la fréquence de l'oscillateur local et de la fréquence du signal d'entrée.
LPDDR	L ow P ower D DR: connu également sous le nom de mobile DDR, est un type de mémoire DDR de basse consommation, dédié au téléphone mobile, tablette et tout instrument embarqué.
LSB	L east S ignificant B it: est pour un nombre binaire le bit ayant, dans une représentation donnée, la moindre valeur, celui de droite dans la représentation positionnelle habituelle.
LTE	L ong T erm E volution: c'est l'évolution la plus récente des normes de téléphonie mobile GSM/EDGE, CDMA2000, TD-SCDMA et UMTS. La norme LTE, définie par le consortium 3GPP1, a d'abord été considérée comme une norme de troisième génération "3.9G", spécifiée dans le cadre des technologies IMT2000, car dans les "versions 8 et 9" de la norme, elle ne satisfaisait pas toutes les spécifications techniques imposées pour les normes 4G par l'Union internationale des télécommunications. La norme LTE n'est pas figée, le consortium 3GPP la fait évoluer en permanence.
LTE-A	L TE- A dvanced: norme de réseau mobile de 4e génération définie par l'organisme de normalisation 3GPP qui fait partie (avec le Gigabit WiMAX) des technologies réseaux retenues par l'ITU comme les "vraies" normes de la technologie 4G.

LTI	Linear Time Invariant : un processus transformant un signal d'entrée en un signal de sortie est dit LTI, si toute translation du temps appliquée à l'entrée se retrouve à la sortie. Dans ce sens, la sortie ne dépend pas explicitement du temps.
LVDS	Low Voltage Differential Signaling : on pourrait traduire mot à mot par "transmission différentielle basse-tension", c'est une norme de transmission de signaux électriques à une fréquence élevée (typiquement plusieurs centaines de Mégahertz) sur une ligne symétrique, de type transmission différentielle.
MCC	Mobile Country Code : un code pays sur trois chiffres, standardisé par l'ITU dans sa recommandation E.212, pour les réseaux de téléphonie mobile, plus particulièrement dans les technologies GSM et UMTS.
MER	Modulation Error Ratio : mesure utilisée pour quantifier les performances d'un émetteur radio ou un récepteur numérique dans un système de communication utilisant une modulation numérique, comme le QAM. Il est égal au rapport de la racine carrée (RMS) de la puissance du vecteur d'erreur à la puissance de référence.
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output : technique utilisée dans les réseaux sans fil et les réseaux mobiles permettant des transferts de données à plus longue portée et à plus grande vitesse qu'avec des antennes utilisant la technique SISO.
MLS	Maximum Length Sequence : séquence binaire pseudo-aléatoire, c'est-à-dire une suite périodique de valeurs produite par un registre à décalage à rétroaction linéaire (LFSR) qui explore toutes les valeurs pouvant être produites par le registre à décalage.
MMCX	Micro-Miniature CoaXial : un connecteur coaxial RF similaire à MCX mais plus petit. Il a un mécanisme de verrouillage automatique permettant une rotation de 360° et a généralement une impédance de 50 Ω. Il offre une capacité de débit de DC à 6 GHz.
MNC	Mobile Network Code : utilisé en combinaison avec le MCC pour l'identification univoque du réseau d'un opérateur de téléphonie mobile utilisant les normes GSM, CDMA, TETRA, UMTS, LTE et certains réseaux satellite mobile.
MoDem	Modulator-Demodulator : périphérique servant à communiquer avec des utilisateurs distants par l'intermédiaire d'un réseau analogique (comme une ligne téléphonique). Il sert à convertir les données numériques de l'ordinateur en signal modulé, dit « analogique », transmissible par un réseau analogique et réciproquement.
MP3	MPEG-1/2 Audio Layer 3 : est la spécification sonore du standard MPEG-1/MPEG-2, du MPEG. C'est un algorithme de compression audio capable de réduire drastiquement la quantité de données nécessaires pour restituer de l'audio.
MPEG	Moving Picture Experts Group : groupe de travail SC 29/WG 11 du comité technique mixte JTC 1 de l'ISO et de la CEI pour les technologies de l'information. Ce groupe d'experts est chargé du développement de normes internationales pour la compression, la décompression, le traitement et le codage de la vidéo, de l'audio et de leur combinaison, de façon à satisfaire une large gamme d'applications.
MS	Mobile Station : tout équipement terminal muni d'une carte SIM, qui permet d'accéder aux services de télécommunication du réseau GSM (téléphone mobile, ordinateur, station, ...). Chaque MS est muni d'une identité particulière (IMEI). Outre les fonctionnalités traditionnellement implémentées dans le mobile, la MS mesure des signaux émis par les cellules environnantes (permettant le Handover), assure la conversion analogique/numérique de la parole et le multiplexage à répartition dans le temps (TDMA).
MSB	Most Significant Bit : est le bit, dans une représentation binaire donnée, ayant la plus grande valeur, celui de gauche dans la représentation positionnelle habituelle.
MSK	Minimum-Shift Keying : type de modulation numérique par déplacement de fréquence à phase continue.
NCO	Numerically Controlled Oscillator : un générateur numérique qui crée un signal synchrone, à temps discret et à valeurs discrètes, ce signal est généralement sinusoïdal (sinus ou cosinus).
NMT	Nordic Mobile Telephone : norme de téléphonie mobile spécifiée par les administrations des télécommunications nordiques à partir de 1970 et mise en service en 1981 en réponse à la congestion des réseaux de téléphonie mobiles existants à cette époque ARP (150 MHz) en Finlande et MTD (450 MHz) en Suède en Norvège et au Danemark.
NRZ	Non-Return-to-Zero : le bit 1 est représenté par un état significatif, et le bit 0 par un autre état significatif. Il n'existe pas d'état intermédiaire.

NTT	Nippon Telegraph and Telephone : opérateur de téléphonie leader du marché japonais des télécommunications, possédant la plupart des lignes de télécommunication. L'entreprise fut scindée en 1988 entre une holding (NTT) et trois autres opérateurs de télécommunication (dont NTT Est et NTT Ouest). La loi NTT régule NTT Est et Ouest afin qu'ils se restreignent aux communications de courtes distances.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing : procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses. Cette technique permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Ces canaux se manifestent notamment en présence de trajets multiples et sont d'autant plus pénalisants que le débit de transmission est élevé. C'est la raison pour laquelle cette technique est largement adoptée dans la plupart des applications à très haut débit.
PAM	Pulse-Amplitude Modulation : forme de modulation du signal où l'information est codée dans l'amplitude d'une série d'impulsions.
PCM	Pulse Code Modulation : est une représentation numérique non compressée d'un signal analogique via une technique d'échantillonnage.
PIC	Peripheral Interface Controller : une famille modifiée de l'architecture Harvard des microcontrôleurs fabriquée par Microchip Technology, dérivé du PIC1650..
PLL	Phase-Locked Loop : un montage électronique permettant d'asservir la phase instantanée de sortie sur la phase instantanée d'entrée, mais elle permet aussi d'asservir une fréquence de sortie sur un multiple de la fréquence d'entrée.
PM	Phase Modulation : mode de modulation analogique consistant à transmettre un signal par la modulation de la phase d'un signal porteur (porteuse).
PNG	Portable Network Graphics : un format ouvert d'images numériques, qui a été créé pour remplacer le format GIF, à l'époque propriétaire et dont la compression était soumise à un brevet. Le PNG est un format non destructeur spécialement adapté pour publier des images simples comprenant des aplats de couleurs.
PSD	Power Spectral Density : est définie comme étant le carré du module de la transformée de FOURIER, divisée par le temps d'intégration T, ou plus rigoureusement, la limite quand T tend vers l'infini de l'espérance mathématique du carré du module de la transformée de FOURIER du signal, on parle alors de Densité Spectrale de Puissance moyenne.
PSK	Phase-Shift Keying : forme de modulation numérique qui a pour principe de véhiculer l'information binaire via la phase d'un signal de référence (porteuse).
QAM	Quadrature Amplitude Modulation : forme de modulation d'une porteuse par modification de l'amplitude de la porteuse elle-même et d'une onde en quadrature (une onde déphasée de $\frac{\pi}{2}$ avec la porteuse) selon l'information transportée par deux signaux d'entrée.
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying : appelé quadriphase PSK, 4-PSK ou encore 4-QAM, est une modulation numérique utilisant une constellation à quatre points, QPSK code 2 bits par symbole.
RAM	Random Access Memory : appelée aussi mémoire vive ou volatile, permet l'écriture et la lecture des données quasi-simultanément indépendamment de leur emplacement physique.
RF	Radio Frequency : ce terme désigne une gamme d'oscillations comprise entre 3 kHz et 300 GHz, il peut également désigner un mode de communication sans fil par opposition aux communications filaires.
RISC	Reduced Instruction Set Computing : un type d'architecture matérielle de microprocesseurs qui se caractérise par un jeu d'instructions réduit, facile à décoder et comportant uniquement des instructions simples.
RMS	Root Mean Square : la moyenne quadratique est définie dans le cas discret et fini par:

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2},$$

et dans le cas continu par:

$$x_{rms} = \lim_{T \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt},$$

cette expression peut être réduite sur un intervalle période si la fonction est périodique (valeur efficace).

RNT	Radio Numérique Terrestre : contrairement à la radio analogique hertzienne (AM ou FM) où le son (sous forme de signal électrique) était transporté tel quel dans l'onde porteuse, la radio numérique envoie un signal d'abord numérisé puis compressé selon différentes technologies afin d'être transmis en optimisant la bande passante. Ce signal numérique peut être diffusé en temps réel (streaming) ou enregistré et laissé à disposition pendant un certain temps (podcast).
RS485	Recommended Standard 485 : connu également sous le nom de TIA-485-A, ou encore ANSI/TIA/EIA-485, TIA/EIA-485, EIA-485. C'est une norme qui définit les caractéristiques électriques de la couche physique d'une interface numérique série. La transmission se fait sur une ligne électrique, en pratique une paire torsadée, par des variations de tension en mode différentiel.
RTL	Register Transfer Language : une représentation intermédiaire d'architecture dépendante proche du langage assembleur principalement utilisée dans les compilateurs modernes.
RZ	Return-to-Zero : le signal passe par zéro en passant du négatif vers le positif et vice-versa.
SDMA	Space Division Multiple Access : méthode d'accès de canal reposant sur le multiplexage spatial et/ou la diversité.
SDR	Software Defined Radio : est une technique qui consiste à réaliser des fonctions par traitement logiciel, habituellement assurées par des composants matériels, telles que le filtrage, le mixage, la démodulation, etc..
SDRAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory : un type particulier de mémoire vive ayant une interface de communication synchrone. Jusqu'à son apparition, les mémoires DRAM étaient asynchrones, cela signifie qu'elles n'attendaient pas un signal de l'horloge du bus pour réagir aux signaux d'entrée, elles n'étaient pas synchronisées avec le bus.
SFDR	Spurious Free Dynamic Range : est le rapport de la puissance du signal fondamental sur la puissance du signal parasite le plus fort dans la sortie, c'est une mesure utilisée pour spécifier les convertisseurs numériques et les récepteurs radio. SFDR est également défini comme étant le rapport entre la valeur RMS de la porteuse principale à la RMS du parasite le plus important, il est souvent exprimé en dBc:

$$SFDR = 20 \log \frac{\text{Amplitude du fondamental}_{rms}}{\text{Amplitude du parasite le plus grand}_{rms}}$$

SFN	Single Frequency Network : réseau constitué d'émetteurs radio opérant sur une fréquence unique dans une région déterminée. Il peut typiquement s'agir d'émetteurs de radio ou de télévision numérique. Ce type de réseau permet de couvrir une région qui était précédemment desservie par un réseau d'émetteurs et de réémetteurs occupant plusieurs canaux et fréquences au moyen d'un seul canal ou fréquence. Ceci libère une portion du spectre permettant la diffusion de programmes supplémentaires ou de services de télécommunication. La fréquence d'émission est rigoureusement synchronisée sur les différents sites d'émission par la réception d'une fréquence de référence donnée par satellite GPS.
SFR	Société Française de Radiotéléphone : créée en 1987 par la Compagnie générale des eaux. SFR proposait alors à ses clients un service de radio-télécommunications analogique (norme suédoise NMT), en concurrence avec le Radiocom 2000 de France Télécom. Le service s'appelait alors "SFR NMT".
SISO	Single-Input Single-Output : système possédant une seule entrée et une seule sortie. Ce sont les systèmes les plus simples, on les qualifie aussi de monovariables.
SMS	Short Message Service : ce service permet de transmettre de courts messages textuels. C'est l'un des premiers services de la téléphonie mobile. Il a été introduit par la norme GSM.
SNMP	Simple Network Management Protocol : protocole de communication qui permet aux administrateurs réseau de gérer les équipements du réseau, de superviser et de diagnostiquer des problèmes réseaux et matériels à distance.
SNR	Signal to Noise Ratio : indicateur de la qualité de la transmission d'information. C'est le rapport des puissances entre le signal d'amplitude maximale, déterminée par la valeur maximale admissible pour que les effets des non linéarités (distorsion du signal) restent à une valeur admissible, et le bruit de fond, information non significative correspondant en général au signal présent à la sortie du dispositif en l'absence d'une information à l'entrée. Il s'exprime généralement en décibels.
SPI	Serial Peripheral Interface : bus de données série synchrone, qui opère en mode Full-duplex. Les circuits communiquent selon un schéma maître-esclaves, où le maître s'occupe totalement de la communication.

SVD	<p>Singular Value Decomposition: factorisation d'une matrice M réelle ou complexe de taille $m \times n$ sous la forme</p> $M = U \sum V^*$ <p>où U est une matrice unitaire de taille $m \times m$, \sum est une matrice rectangulaire diagonale de taille $m \times n$ et V est une matrice unitaire de taille $n \times n$.</p>
TACS	Total Access Communication System : initialement développé par Vodafone et Cellnet. Déployé par la première génération Motorola 4500 et considéré comme obsolète aujourd'hui.
TCL	Tool Command Language : un langage de script initialement conçu en 1988 par John Ousterhout et son équipe à l'université de Californie à Berkeley. Il s'inspire principalement des langages C, Lisp, Shell et Awk. Ce langage à typage dynamique est multi-plateformes, extensible, facile à apprendre et repose sur douze règles syntaxiques. Le TCL s'interface très aisément avec le langage C, ce qui lui permet de servir par exemple d'interprète embarqué dans des applications.
TCP/IP	Transmission Control Protocol / Internet Protocol : ensemble des protocoles utilisés pour le transfert des données sur Internet. Ces protocoles spécifient la façon dont les données sont formatées, adressées, transmises et reçues.
TD-SDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access : technique de transmission pour téléphone mobile de la 3G développée en Chine. Elle avait pour but de concurrencer les normes déjà bien installées dans le monde de la téléphonie mobile telles que le W-CDMA ou le CDMA2000 tout en s'affranchissant, pour les compagnies chinoises, des brevets détenus par les autres pays.
TDMA	Time Division Multiple Access : procédé d'accès à la ressource radio. Il permet à plusieurs utilisateurs de partager le même canal de fréquence en divisant le signal en différentes tranches de temps appelées slot. Les utilisateurs transmettent leurs données (voix) en succession rapide, l'un après l'autre, chacune avec un créneau temporel. Ceci permet à plusieurs stations de partager le même support de transmission tout en utilisant une partie seulement de sa capacité. TDMA est utilisé dans les systèmes cellulaires numériques 2G tels que le GSM. Il est aussi largement utilisé dans les systèmes de satellites.
TETRA	TErrestrial TRunked RAdio : système de radio numérique mobile professionnel bi-directionnel (comme des Talkie-walkies évolués), spécialement conçu pour des services officiels tels que services de secours, forces de police, ambulances et pompiers, services de transport public et pour l'armée.
TMA	Tower Mounted Amplifier : un amplificateur de faible bruit (LNA) monté le plus près possible de l'antenne dans les téléphones ou stations de base, il permet de réduire le bruit de la station de base.
TNT	Télévision Numérique Terrestre : évolution technique en matière de télédiffusion, fondée sur la diffusion de signaux de télévision numérique par un réseau de réémetteurs hertziens terrestres. Par rapport à la télévision analogique terrestre à laquelle elle se substitue, la Télévision Numérique Terrestre permet de réduire l'occupation du spectre électromagnétique grâce à l'utilisation de modulations plus efficaces (OFDM) et d'obtenir une meilleure qualité d'image.
TTM	Time To Market : Délai nécessaire pour le développement et la mise au point d'un projet ou d'un produit, avant qu'il puisse être lancé sur le marché. Avec le raccourcissement des cycles de vie des produits, il est devenu un facteur stratégique majeur, au sens où une réduction caractérisée du Time To Market peut permettre à une entreprise et/ou une marque d'améliorer de manière significative sa rentabilité mais aussi lui donner la possibilité de prendre un avantage concurrentiel décisif.
UHF	Ultra High Frequency : la partie du spectre radioélectrique s'étendant de 300 MHz à 3 GHz, soit respectivement, de 1 m à 1 dm de longueur d'onde électromagnétique.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System : système cellulaire mobile de troisième génération pour les réseaux basés sur la norme GSM. Développé et maintenu par le 3GPP (projet de partenariat de 3ème génération), basé sur la technologie W-CDMA, standardisé par le 3GPP, il constitue l'implémentation dominante, d'origine européenne, des spécifications IMT2000 de l'UIT pour les systèmes radio cellulaires 3G. L'UMTS est parfois aussi appelé 3GSM, soulignant la filiation qui a été assurée entre l'UMTS et le standard GSM auquel il succède. On l'appelle également et plus simplement 3G, pour troisième génération.
USART	Universal Synchronous Asynchronous Receiver/Transmitter : convertit les données parallèle et série. Il est couramment utilisé avec les normes de communication telles que l'EIA, RS-232, RS-422 ou RS-485.

VCO	V oltage C ontrolled O scillator: système électronique qui génère un signal dont la fréquence varie proportionnellement à la tension d'entrée, autour d'une fréquence centrale.
VHDL	V HSIC H ardware D escription L anguage: langage de description du matériel utilisé dans l'automatisation de la conception électronique pour décrire les systèmes numériques et à signaux mixtes tels que FPGA et circuits intégrés. Le VHDL peut également être utilisé comme un langage de programmation parallèle à usage général.
VHF	V ery H igh F requency: la partie du spectre radioélectrique s'étendant de 30 MHz à 300 MHz, soit respectivement, de 10 m à 1 m de longueur d'onde électromagnétique.
WAN	W ide A rea N etwork (réseau étendu): est un réseau informatique couvrant une grande zone géographique, typiquement à l'échelle d'un pays, d'un continent, voire de la planète entière.
WAVE	W AVEforme: un standard pour stocker l'audio numérique de Microsoft et IBM.
WCDMA	W ideband C ode D ivision M ultiple A ccess: norme de la 3G qui utilise un canal de 5 MHz pour la voix et les données. Le W-CDMA est particulièrement utilisé aux États-Unis par AT&T et T-Mobile.
WI-FI	W ireless F idelity: nom industriel du WLAN de la technologie de communication, lié à la famille de normes de réseau sans fil IEEE 802.11.
WIMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A CCess: standard de communication utilisé comme mode de transmission et d'accès à Internet haut débit, portant sur une zone géographique étendue. Ce terme est également employé comme label commercial, à l'instar du Wi-Fi.
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork: lie deux ou plusieurs appareils en utilisant une méthode de distribution sans fil (à étalement de spectre ou en OFDM). Cela donne aux utilisateurs la possibilité de se déplacer dans une zone de couverture locale tout en restant connecté au réseau. La plupart des réseaux sans fil modernes sont basés sur les normes IEEE 802.11, commercialisées sous la marque Wi-Fi.

ANNEXES

RAPPELS MATHÉMATIQUES & CALCULS FORMELS

Nous exposons le développement des résultats mathématiques proposés dans les différents chapitres de ce manuscrit. Nous rappelons brièvement des notions mathématiques utiles aux développements des différentes fonctions étudiées dans ce manuscrit.

Sommaire

A.1 Rappels mathématiques	281
A.1.1 Interpolation	281
A.1.1.1 Linéaire	281
A.1.1.2 Polynomiale	282
A.1.1.3 Par Spline	283
A.1.2 Filtres à réponse impulsionnelle finie	284
A.1.2.1 Principe	284
A.1.2.2 Synthèse fréquentielle	286
A.1.2.3 Autres méthodes de synthèse	289
A.2 Calculs formels	289
A.2.1 Pré-distorsion en amplitude	289
A.2.1.1 Interpolation linéaire	289
A.2.1.2 Interpolation par Spline	290
A.2.2 Pré-distorsion en phase	291
A.2.2.1 Interpolation linéaire	291
A.2.2.2 Interpolation par Spline	292

A.1/ RAPPELS MATHÉMATIQUES

A.1.1/ INTERPOLATION

A.1.1.1/ LINÉAIRE

Soit la fonction réelle f connue en deux valeurs réelles x_0 et x_1 , on peut approximer f par une fonction linéaire $\mathcal{P}^{(1)}$, polynôme de degré 1, qui satisfait

$$\mathcal{P}^{(1)}(x_0) = f(x_0) \text{ et } \mathcal{P}^{(1)}(x_1) = f(x_1).$$

$\mathcal{P}^{(1)}$ peut s'écrire sous la forme $\mathcal{P}^{(1)}(x) = ax + b$, il suffit de déterminer a et b en résolvant un système de deux équations et deux inconnues, ce qui donne :

$$\mathcal{P}^{(1)}(x) = \frac{x_1 f(x_0) - x_0 f(x_1)}{x_1 - x_0} + x \left(\frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0} \right). \quad (\text{A.1})$$

Sous la forme de LAGRANGE, ceci est équivalent à :

$$\mathcal{P}^{(1)}(x) = \left(\frac{x - x_1}{x_0 - x_1} \right) f(x_0) + \left(\frac{x - x_0}{x_1 - x_0} \right) f(x_1). \quad (\text{A.2})$$

Soit $E = \{(x_i, y_i)\}$, $i = 0, \dots, M$, $M \in \mathbb{N}^+$ un ensemble de $M + 1$ points, on peut trouver M polynômes $\mathcal{P}^{(1)}$ d'ordre 1 qui satisfont :

$$\mathcal{P}_i^{(1)}(x) = a_i x + b_i, \quad i = 1, \dots, M. \quad (\text{A.3})$$

Avec

$$\begin{cases} a_i = \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i} \\ b_i = y_i - a_i x_i. \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

La fonction d'interpolation linéaire \mathcal{F}_{Lin} est donnée par :

$$\mathcal{F}_{\text{Lin}} \equiv \sum_{i=1}^M \mathbb{1}_{[x_i, x_{i+1}]} \mathcal{P}_i^{(1)}, \quad (\text{A.5})$$

avec $\mathbb{1}_{[x_i, x_{i+1}]}$ la fonction indicatrice sur l'intervalle $[x_i, x_{i+1}]$, telle que :

$$\mathbb{1}_{[x_i, x_{i+1}]}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in [x_i, x_{i+1}] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

On définit l'erreur d'interpolation linéaire e_{lin} par :

$$e_{\text{lin}} \equiv \|\mathcal{F} - \mathcal{F}_{\text{Lin}}\|, \quad (\text{A.7})$$

où \mathcal{F} est la fonction d'origine et $\|\cdot\|$ est une norme donnée.

La FIGURE A.1 illustre un exemple d'interpolation linéaire telle que formulée par l'équation (A.5).

L'avantage de l'interpolation linéaire est sa simplicité, et donc sa facilité lors de l'implémentation matérielle ; son inconvénient est la discontinuité de la première dérivée aux points d'interpolation et son erreur d'approximation élevée.

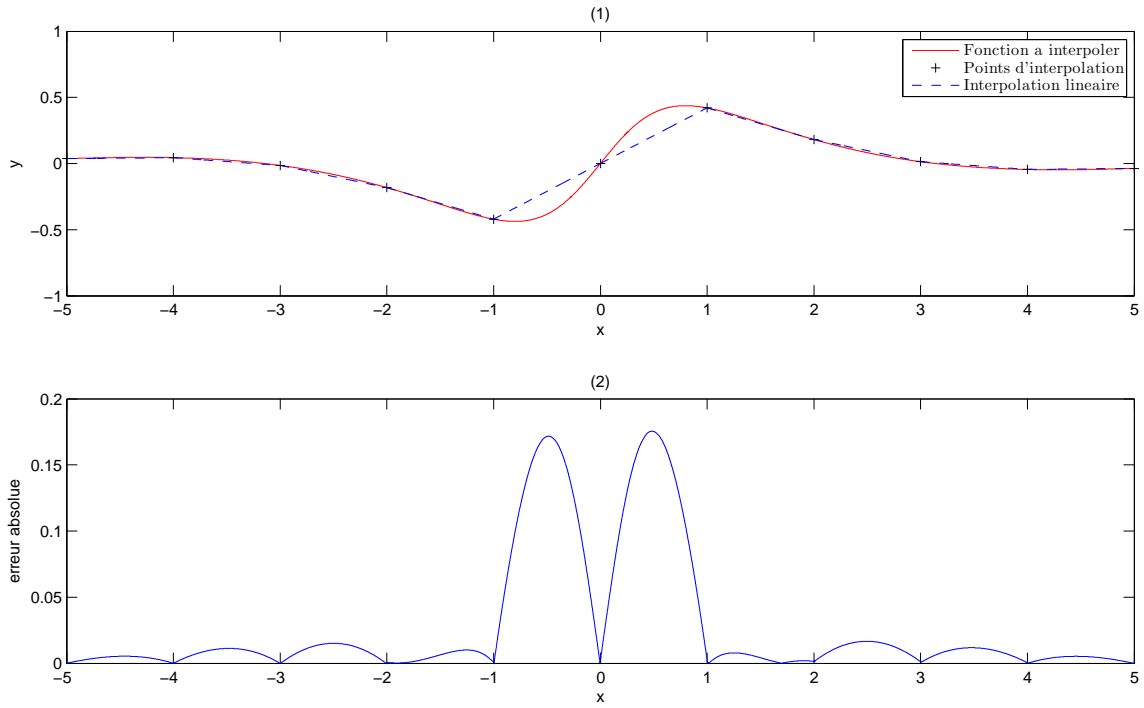


FIGURE A.1 – Exemple d'interpolation linéaire de la fonction $f(x) = \frac{1}{1+x^2} \sin(x)$, restreinte aux entiers de l'intervalle $[-5, 5]$

A.1.1.2/ POLYNOMIALE

Soient $E = \{(x_i, y_i)\}$, $i = 0, \dots, N$, $N \in \mathbb{N}^+$ un ensemble de $N + 1$ points tels que $y_i = f(x_i)$ et $\mathcal{P}^{(N)}$ un polynôme d'ordre N , c'est-à-dire :

$$\mathcal{P}^{(N)}(x) = \sum_{k=0}^N a_k x^k, \quad a_k \in \mathbb{R}.$$

L'approximation polynomiale consiste à trouver un polynôme d'ordre N tel que :

$$\mathcal{P}^{(N)}(x_i) = f(x_i), \quad i = 0, \dots, N. \quad (\text{A.8})$$

D'après le théorème de LAGRANGE [171] un tel polynôme existe ; et il est unique, de plus :

$$\mathcal{P}^{(N)}(x) = \sum_{i=0}^N f(x_i) L_i(x) = \mathcal{F}_{\text{Loly}}(x), \quad (\text{A.9})$$

tel que :

$$L_i(x) = \prod_{j \neq i} \left(\frac{x - x_j}{x_i - x_j} \right). \quad (\text{A.10})$$

La FIGURE A.2 illustre un exemple d'interpolation polynomiale telle que formulée par l'équation (A.9).

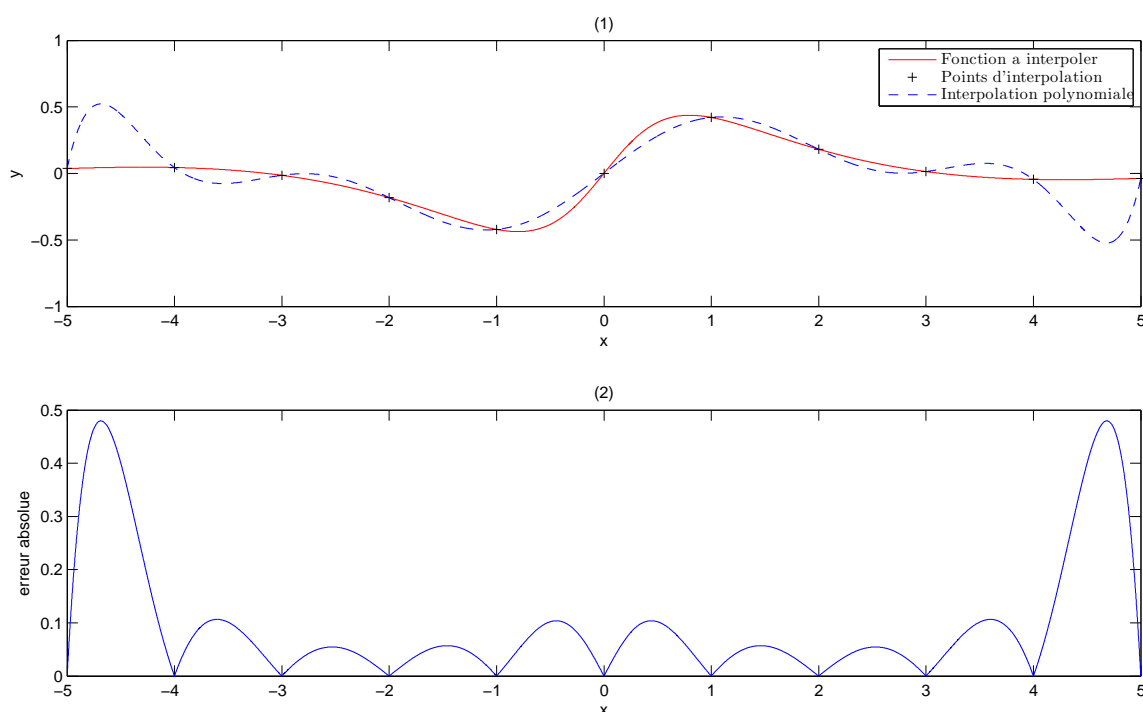


FIGURE A.2 – Exemple d'interpolation polynomiale (LAGRANGE) de la fonction $f(x) = \frac{1}{1+x^2} \sin(x)$, restreinte aux entiers de l'intervalle $[-5, 5]$

Bien sûr, l'interpolation linéaire est un cas particulier du l'interpolation du LAGRANGE.

A.1.1.3/ PAR SPLINE

L'interpolation Spline est une forme d'interpolation où l'interpolant est un type spécial de polynômes par morceaux appelé une Spline. L'interpolation Spline est préférée à l'interpolation polynomiale, parce que l'erreur d'interpolation reste faible même lorsque les polynômes Splines ont des degrés faibles. Par l'interpolation par Spline on évite le phénomène de RUNGE [54], qui se produit lorsque l'interpolation est de degré élevé.

Le concept mathématique des fonctions Splines a été présenté en 1946 par SCHOENBERG, qui introduisait aussi les B-Splines. Ceux-ci n'ont pas été utilisés en pratique jusqu'au début des années 1970, jusqu'à ce qu'une relation de récurrence ait été établie par BOOR [58] et COX [51].

Les Splines du premier ordre sont équivalentes à l'interpolation linéaire et présentent donc l'inconvénient de non dérivabilité aux points d'interpolation. Les Splines du second ordre ont l'avantage d'être dérivables aux points d'interpolation mais ont l'inconvénient de présenter des oscillations. Les Splines du troisième ordre, dites **Splines cubiques** sont continûment dérivables. Nous nous limiterons aux Splines cubiques.

Définition 1. Une *Spline cubique* sur un ensemble de points $E = \{(x_i, y_i), i = 0, \dots, N\}$, est une fonction réelle s ayant les propriétés suivantes :

1. Pour $x \in [x_i, x_{i+1}], i = 0, \dots, N-1$, s est un polynôme de degré inférieur ou égal à 3.
2. s est continûment dérivable, c'est-à-dire : $s \in C^2[x_0, x_N]$.
3. $s(x_i) = y_i, i = 0, \dots, N$.

D'après cette définition, une Spline s_i sur l'intervalle $[x_i, x_{i+1}]$ s'écrit sous la forme :

$$s_i(x) = a_i x^3 + b_i x^2 + c_i x + d_i, \quad i = 0, \dots, N-1. \quad (\text{A.11})$$

Pour déterminer la Spline globale, il faut déterminer $4N$ inconnues. La condition d'interpolation sur $N+1$ points donne $N+1$ équations. Les conditions de continuité donnent $3(N-1)$ équations. Ainsi un total de $4N-2$ équations est obtenu. Pour déterminer la Spline, il faut encore spécifier 2 conditions, que l'on appelle les conditions aux bords. On appelle Spline cubique naturelle si $s''(x_0) = s''(x_N) = 0$ et Spline cramponnée si $s'(x_0) = \alpha$, $s'(x_N) = \beta$, α et β étant des paramètres. D'une manière générale, il suffit de résoudre un système tri-diagonal pour déterminer les coefficients a_i, b_i, c_i, d_i [117].

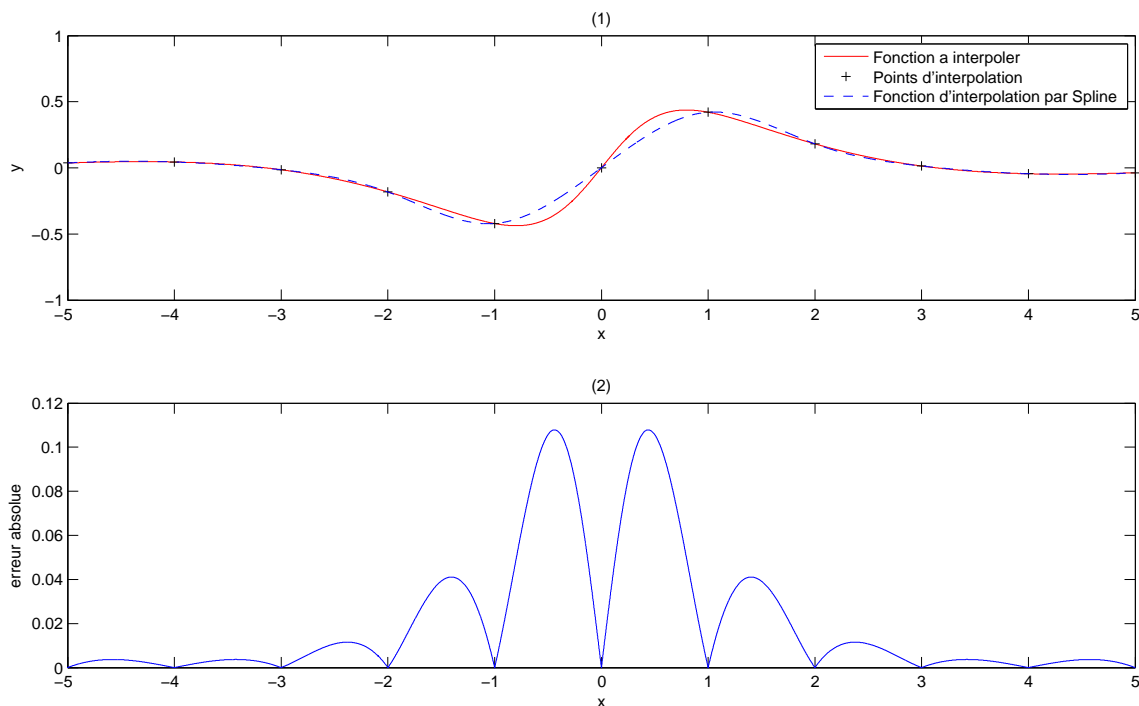


FIGURE A.3 – Exemple d'interpolation par spline de la fonction $f(x) = \frac{1}{1+x^2} \sin(x)$, restreinte aux entiers de l'intervalle $[-5, 5]$.

La FIGURE A.3 illustre un exemple d'interpolation par Spline.

■ **En résumé** – L'interpolation par Spline a l'avantage de minimiser l'erreur, tout en ayant un ordre polynomial peu élevé.

A.1.2/ FILTRES À RÉPONSE IMPULSIONNELLE FINIE

A.1.2.1/ PRINCIPE

A.1.2.1.1 Équations

Dans un système stationnaire LTI (**L**inear **T**ime **I**nvariant), la relation entre entrées et sorties est résumée par l'équation différentielle :

$$\sum_{j=0}^{M-1} a_j y(k-j) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(k-i). \quad (\text{A.12})$$

Dans le cas d'un filtre FIR (Finite Impulse Response), (A.12) vérifie la condition

$$a_0 = 1 \text{ et } a_i = 0, i = 1, \dots, M. \quad (\text{A.13})$$

En tenant compte de la condition (A.13), l'expression (A.12) se réécrit sous la forme :

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i x(k-i) = h(k) * x(k), \quad h(j) = b_j. \quad (\text{A.14})$$

La transformée en Z de (A.14) est :

$$\text{TZ}(y(k)) = H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) z^{-n}. \quad (\text{A.15})$$

En sachant que $z = \exp(j2\pi\bar{f})$, où $\bar{f} = \frac{f}{f_s}$ est la fréquence normalisée. La fonction de transfert H d'un filtre FIR est exprimée, à partir de (A.15) par :

$$H(f) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \exp(-j2\pi n \bar{f}). \quad (\text{A.16})$$

La fonction de transfert H exprimée dans (A.16) est une fonction complexe, qui peut être écrite sous une autre forme, en introduisant son argument $|H(f)|$ et sa phase $\varphi(f)$:

$$H(f) = |H(f)| \exp(j\varphi(f)) : \quad (\text{A.17})$$

A.1.2.1.2 Phase linéaire

Les filtres FIR ont l'avantage d'avoir une phase linéaire, c'est une propriété intéressante, notamment dans le domaine de la télécommunication. La linéarité de la phase peut s'exprimer par la fonction affine :

$$\varphi(f) = \beta - 2\pi\alpha\bar{f}, \quad -\frac{1}{2} < \bar{f} < \frac{1}{2}, \quad (\text{A.18})$$

le temps de groupe τ_g est donné par

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(f)}{2\pi df} = \frac{\alpha}{f_s} \quad (\text{A.19})$$

Le temps de groupe est constant et ne dépend que de la fréquence d'échantillonnage et du paramètre α qui est lié à l'ordre du filtre comme nous le verrons plus tard. Lorsque le temps de groupe est constant, cela signifie que toutes les composantes fréquentielles du

signal subissent le même retard et se propagent à la même vitesse. Par conséquent, ce genre de filtre n'introduit pas de dispersion du moment où la formule exprimée par (A.18) est respectée¹.

A.1.2.1.3 Types de filtres

Si on remplace (A.18) dans (A.17), on obtient, après développement [156] :

$$\alpha = \frac{N-1}{2}, \text{ et } \begin{cases} \beta = 0 \text{ ou } \pi & \text{si } N \text{ est pair} \\ \beta = \frac{\pi}{2} \text{ ou } \frac{3\pi}{2} & \text{si } N \text{ est impair} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

(A.20) donne les valeurs α et β en fonction de la parité de N . La combinaison de la parité de N et de la symétrie des coefficients h donne quatre types de filtre FIR à phase linéaire [156].

En résumé, un filtre FIR est à phase linéaire si et seulement si la relation suivante est satisfaite :

$$h(n) = \pm h(N-1-n), \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (\text{A.21})$$

A.1.2.2/ SYNTHÈSE FRÉQUENTIELLE

La synthèse des filtres FIRs vise à déterminer un ensemble de coefficients qui satisfont une certaine spécification fréquentielle. La méthode basée sur la série de FOURIER est sans doute l'une des techniques les plus rapides pour une synthèse efficace des filtres FIRs.

A.1.2.2.1 Méthode de la fenêtre

La réponse impulsionnelle est calculée par approximation du gabarit fréquentiel par une série de FOURIER :

$$H(\bar{f}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \exp(-j2\pi \bar{f} n), \quad (\text{A.22})$$

où

$$h(n) = \int_{-\pi}^{\pi} H(\bar{f}) \exp(j2\pi n \bar{f}) d\bar{f}, \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (\text{A.23})$$

Pour une réponse fréquentielle déterminée, la réponse impulsionnelle correspondante est calculée à partir de l'intégrale exprimée par (A.23). Cette intégrale montre que la réponse impulsionnelle est infinie et est symétrique par rapport à zéro, cela remet en cause la faisabilité et la causalité de ce genre de filtre ; pour remédier à cela, il suffit de **tronquer** convenablement cette réponse impulsionnelle et la **décaler** dans le temps en ré-indexant ses coefficients.

1. Nous verrons plus tard que les filtres peuvent ne pas avoir une phase linéaire ; ils seront utilisés pour la pré distorsion Fréquence-Amplitude et Fréquence-Phase.

A.1.2.2.2 Phénomène de GIBBS

Ce phénomène a été découvert pour la première fois par HENRY WILBRAHAM, un demi siècle avant que JOSIAH WILLARD GIBBS l'explique et le formalise dans [81]. C'est pourquoi ce phénomène est appelé phénomène de GIBBS – WILBRAHAM dans certains ouvrages [103].

La réponse fréquentielle d'un filtre FIR réalisable présente des oscillations dues à la simple troncature de la réponse impulsionnelle idéale. Le nombre de ces oscillations augmente si l'ordre du filtre augmente, les amplitudes les plus importantes se produisant autour du point de discontinuité [125] comme le montre la FIGURE A.4.

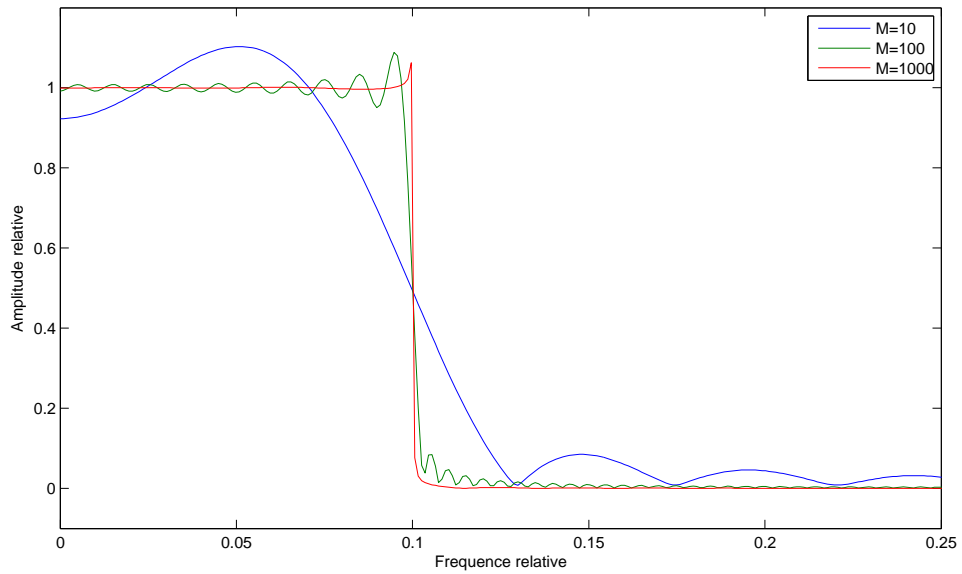


FIGURE A.4 – Phénomène de GIBBS au sein d'un filtre passe-bas pour $\bar{f}_c = 0.1$ et différents ordres.

A.1.2.2.3 Fenêtrage

L'opération de troncature est équivalente à multiplier la réponse infinie h de (A.23) par la fonction **fenêtre rectangulaire** w de taille finie, telle que :

$$h_w(n) = h(n)w(n), \quad n \in \mathbb{Z}, \quad (\text{A.24})$$

et

$$w(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } -M \leq n \leq M \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

Les oscillations dues à la fenêtre rectangulaire, telles qu'elles sont illustrées dans la FIGURE A.4 peuvent être quantifiée avec plus de précision par le calcul de la réponse fréquentielle de cette fenêtre en appliquant (A.16) :

$$\begin{aligned}
|H(\bar{f})| &= \left| \sum_{n=-M}^M \exp(-j2\pi n f) \right| \\
&= \frac{\sin((2M+1)\pi f)}{\sin(\pi f)}.
\end{aligned}
\tag{A.26}$$

FIGURE A.5 montre un exemple d'ondulations en décibels créées par la fenêtre rectangulaire.

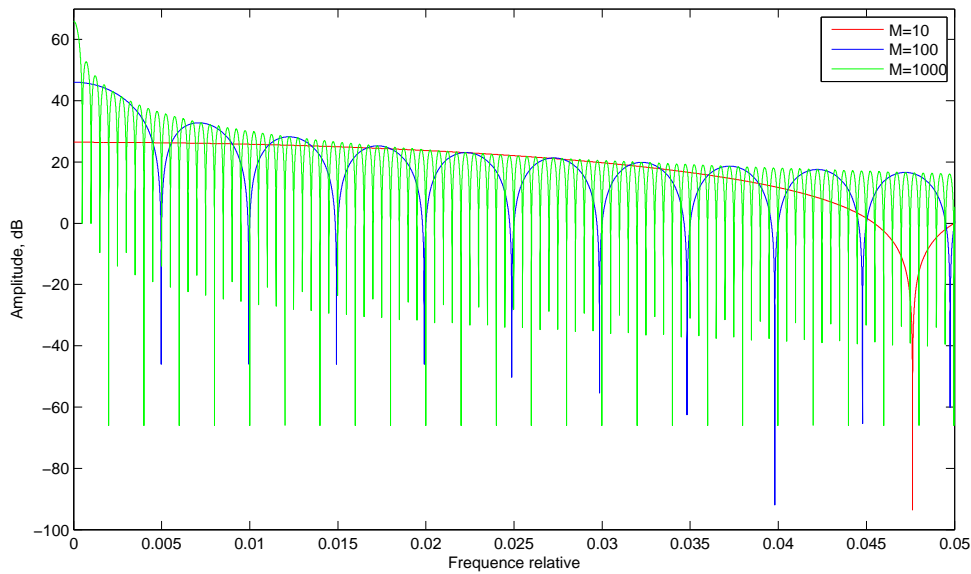


FIGURE A.5 – Oscillations de la fenêtre rectangulaire pour différents ordres.

À partir de (A.26), les caractéristiques relatives à la fenêtre rectangulaire sont résumées dans la TABLE A.1

	Fréquence	Amplitude
Premier zéro	$2/(2M+1)$	0
Lobe principal	0	$2M+1$
Lobe secondaire	$\simeq 3/(2M+1)$	$\simeq 2(2M+1)/3\pi$

TABLE A.1 – Caractéristiques des ondulations de la fenêtre rectangulaire.

À partir de la TABLE A.1, on peut calculer le rapport en décibels r entre le lobe principal et le lobe secondaire :

$$r \simeq 20 \log(3\pi/2) \simeq 13.5 \text{ dB} \tag{A.27}$$

Ces résultats sont vérifiés par l'exemple donné dans la FIGURE A.5.

La fenêtre rectangulaire a des discontinuités en $\pm M$ qui sont des transitions "brutales" ce qui cause un phénomène de GIBBS très sévère. Ce phénomène peut être atténué par l'usage de fenêtres dont la transition est plus "douce" que celle de la fenêtre rectangulaire.

Ainsi, la bande de transition vers zéro est élargie, les lobes secondaires sont atténués et le lobe principal s'élargit.

Un grand nombre de fenêtres ont été développées et optimisées pour différentes applications² [155].

A.1.2.3/ AUTRES MÉTHODES DE SYNTHÈSE

La méthode fréquentielle de synthèse des filtres FIRs reste simple mais présente des inconvénients comme l'impossibilité de maîtriser l'erreur en bande passante, en bande de transition et en bande atténuée. D'autres méthodes plus intéressantes sont proposées dans la littérature, dont la liste suivante est proposée par la Signal Processing Toolbox de MATLAB® :

1. Constrained equiripple.
2. Constrained-band equiripple.
3. Generalized REMEZ.
4. Equiripple halfband.
5. Least P-norm optimal.
6. Equiripple Nyquist.
7. Interpolated.

A.2/ CALCULS FORMELS

Par l'utilisation de l'outil MAPLE®, nous donnons les calculs des résultats qui ont été annoncés dans les chapitres précédents.

A.2.1/ PRÉ-DISTORSION EN AMPLITUDE

Dans ce qui suit, toutes les expressions ont été abordées dans le Chapitre 5.

A.2.1.1/ INTERPOLATION LINÉAIRE

Soit l'expression :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^M \int_{\nu_i}^{\nu_{i+1}} (a_i \nu + b_i) \cos(2\pi \nu t) d\nu.$$

2. Les fenêtres suivantes sont déjà implantées sous MATLAB® : Bartlett, Modified Bartlett-Hanning, Blackman, Minimum 4-term Blackman-Harris, Bohman, Chebyshev, Flat Top, Gaussian, Hamming, Hann, Kaiser, Nuttall defined minimum 4-term Blackman-Harris, Parzen (de la Valle-Poussin), Rectangular, Taylor, Tukey, Triangular.

A.2.1.1.1 Pour $M = 1$:

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \frac{a_1 (\sin(\pi v_1 t))^2}{\pi^2 t^2} - \frac{a_1 (\sin(\pi v_2 t))^2}{\pi^2 t^2} \\
 &\quad - 1/2 \frac{(2a_1 \pi v_1 t + 2b_1 \pi t) \sin(2\pi v_1 t)}{\pi^2 t^2} \\
 &\quad - 1/2 \frac{(-2a_1 \pi v_2 t - 2b_1 \pi t) \sin(2\pi v_2 t)}{\pi^2 t^2} \\
 &= a_1 v_1^2 (\text{sinc}(v_1 t))^2 - a_1 v_2^2 (\text{sinc}(v_2 t))^2 - 2v_1^2 \text{sinc}(2v_1 t) a_1 \\
 &\quad - 2v_1 \text{sinc}(2v_1 t) b_1 + 2v_2^2 \text{sinc}(2v_2 t) a_1 + 2v_2 \text{sinc}(2v_2 t) b_1 \\
 &= (v_1^2 (\text{sinc}(v_1 t))^2 - 2v_1^2 \text{sinc}(2v_1 t) + 2v_2^2 \text{sinc}(2v_2 t) - v_2^2 (\text{sinc}(v_2 t))^2) a_1 \\
 &\quad + (2v_2 \text{sinc}(2v_2 t) - 2v_1 \text{sinc}(2v_1 t)) b_1.
 \end{aligned}$$

A.2.1.1.2 Pour $M = 2$:

$$\begin{aligned}
 h(t) &= (v_1^2 (\text{sinc}(v_1 t))^2 - 2v_1^2 \text{sinc}(2v_1 t) - v_2^2 (\text{sinc}(v_2 t))^2 + 2v_2^2 \text{sinc}(2v_2 t)) a_1 \\
 &\quad (-2v_2^2 \text{sinc}(2v_2 t) + 2v_3^2 \text{sinc}(2v_3 t) + v_2^2 (\text{sinc}(v_2 t))^2 - v_3^2 (\text{sinc}(v_3 t))^2) a_2 \\
 &\quad (-2v_1 \text{sinc}(2v_1 t) + 2v_2 \text{sinc}(2v_2 t)) b_1 \\
 &\quad (-2v_2 \text{sinc}(2v_2 t) + 2v_3 \text{sinc}(2v_3 t)) b_2.
 \end{aligned}$$

A.2.1.1.3 Pour M entier quelconque :

La formule suivante se vérifie par récurrence sans difficultés.

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \sum_{i=1}^M \left((v_i^2 (\text{sinc}(v_i t))^2 - 2v_i^2 \text{sinc}(2v_i t) + 2v_{i+1}^2 \text{sinc}(2v_{i+1} t) - v_{i+1}^2 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2) a_i \right. \\
 &\quad \left. + 2(v_{i+1} \text{sinc}(v_{i+1} t) - 2v_i \text{sinc}(2v_i t)) b_i \right).
 \end{aligned}$$

A.2.1.2/ INTERPOLATION PAR SPLINE

Soit l'expression :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^M \int_{v_i}^{v_{i+1}} (v^3 a_i + v^2 b_i + v c_i + d_i) \cos(2\pi v t) dv.$$

A.2.1.2.1 Pour $M = 1$:

$$\begin{aligned}
 h(t) = & \frac{-1}{2\pi^4 t^4} \left(4\text{sinc}(2v_1 t) \pi^4 t^4 v_1^4 - 4\text{sinc}(2v_2 t) \pi^4 t^4 v_2^4 + 6(\cos(\pi v_1 t))^2 \pi^2 t^2 v_1^2 \right. \\
 & - 6(\cos(\pi v_2 t))^2 \pi^2 t^2 v_2^2 - 6\text{sinc}(2v_1 t) \pi^2 t^2 v_1^2 + 6\text{sinc}(2v_2 t) \pi^2 t^2 v_2^2 \\
 & - 3\pi^2 t^2 v_1^2 + 3\pi^2 t^2 v_2^2 - 3(\cos(\pi v_1 t))^2 + 3(\cos(\pi v_2 t))^2 \Big) a_1 \\
 & \frac{-1}{2\pi^4 t^4} \left(4\text{sinc}(2v_1 t) \pi^4 t^4 v_1^3 - 4\text{sinc}(2v_2 t) \pi^4 t^4 v_2^3 + 4(\cos(\pi v_1 t))^2 \pi^2 t^2 v_1 \right. \\
 & - 4(\cos(\pi v_2 t))^2 \pi^2 t^2 v_2 - 2\text{sinc}(2v_1 t) \pi^2 t^2 v_1 + 2\text{sinc}(2v_2 t) \pi^2 t^2 v_2 \\
 & - 2\pi^2 t^2 v_1 + 2\pi^2 t^2 v_2 \Big) b_1 \\
 & \frac{-1}{2\pi^4 t^4} \left(4\text{sinc}(2v_1 t) \pi^4 t^4 v_1^2 - 4\text{sinc}(2v_2 t) \pi^4 t^4 v_2^2 \right. \\
 & + 2(\cos(\pi v_1 t))^2 \pi^2 t^2 - 2(\cos(\pi v_2 t))^2 \pi^2 t^2 \Big) c_1 \\
 & \frac{-1}{2\pi^4 t^4} \left(4\text{sinc}(2v_1 t) \pi^4 t^4 v_1 - 4\text{sinc}(2v_2 t) \pi^4 t^4 v_2 \right) d_1.
 \end{aligned}$$

A.2.1.2.2 Pour M entier quelconque :

On vérifie aisément par récurrence que :

$$\begin{aligned}
 h(t) = & \frac{1}{\pi^2 t^2} \sum_{i=1}^M \left(\left[-3v_i^2 (\text{sinc}(v_i t))^2 - 4v_i^4 \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 + 6v_i^2 \text{sinc}(2v_i t) \right. \right. \\
 & - 6v_{i+1}^4 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \pi^2 t^2 - 6v_{i+1}^2 \text{sinc}(2v_{i+1} t) + 4v_{i+1}^4 \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 \\
 & + 6v_i^4 (\text{sinc}(v_i t))^2 \pi^2 t^2 - 3v_i^2 + 3v_{i+1}^2 + 3v_{i+1}^2 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \Big] a_i \\
 & + \left[-2v_{i+1} \text{sinc}(2v_{i+1} t) + 4v_{i+1}^3 \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 \right. \\
 & - 4v_{i+1}^3 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \pi^2 t^2 - 4v_i^3 \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 \\
 & + 4v_i^3 (\text{sinc}(v_i t))^2 \pi^2 t^2 + 2v_{i+1} - 2v_i + 2v_i \text{sinc}(2v_i t) \Big] b_i \\
 & + \left[4v_{i+1}^2 \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 - 2v_{i+1}^2 (\text{sinc}(v_{i+1} t))^2 \pi^2 t^2 \right. \\
 & + 2v_i^2 (\text{sinc}(v_i t))^2 \pi^2 t^2 - 4v_i^2 \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 \Big] c_i \\
 & + \left. \left[-4v_i \text{sinc}(2v_i t) \pi^2 t^2 + 4v_{i+1} \text{sinc}(2v_{i+1} t) \pi^2 t^2 \right] d_i \right).
 \end{aligned}$$

A.2.2/ PRÉ-DISTORSION EN PHASE

A.2.2.1/ INTERPOLATION LINÉAIRE

Soit l'expression :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^M \int_{v_i}^{v_{i+1}} \cos(2\pi vt - (a_i v + b_i)(v)) dv.$$

A.2.2.1.1 Pour $M = 1$:

$$h(t) = -\frac{\sin(2\pi t v_1 - a_1 v_1 - b_1) - \sin(2\pi t v_2 - a_1 v_2 - b_1)}{2\pi t - a_1}.$$

A.2.2.1.2 Pour $M = 2$:

$$h(t) = -\frac{\sin(2\pi t v_1 - a_1 v_1 - b_1) - \sin(2\pi t v_2 - a_1 v_2 - b_1)}{2\pi t - a_1} - \frac{\sin(2\pi t v_2 - a_2 v_2 - b_2) - \sin(2\pi t v_3 - a_2 v_3 - b_2)}{2\pi t - a_2}.$$

A.2.2.1.3 Pour M entier quelconque :

On vérifie aisément par récurrence que :

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^M \left(\frac{\sin(2\pi v_{i+1} t - a_i v_{i+1} - b_i) - \sin(2\pi v_i t - a_i v_i - b_i)}{2\pi t - a_i} \right).$$

A.2.2.2/ INTERPOLATION PAR SPLINE

Les calculs sont fastidieux dans le cas des Splines cubiques, nous nous restreignons au cas des Splines d'ordre 2. Soit l'expression :

$$h(t) = \sum_{i=1}^M \int_{v_i}^{v_{i+1}} \cos(2\pi vt - (v^2 a_i + v b_i + c_i)) dv.$$

A.2.2.2.1 Pour $M = 1$:

$$\begin{aligned}
 h(t) = & \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_1}} \left(\cos\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_1 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \right. \\
 & - \cos\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_2 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \\
 & + \sin\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_1 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \\
 & \left. - \frac{1}{\sqrt{a_1}} \sin\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_2 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \right),
 \end{aligned}$$

telles que C et S sont les fonctions spéciales de FRESNEL définies par les intégrales impropres et les développements en séries entières associées :

A.2.2.2.2 Pour $M = 2$:

$$\begin{aligned}
 h(t) = & \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_1}} \left(\cos\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_1 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \right. \\
 & - \cos\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_2 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \\
 & + \sin\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_1 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \\
 & \left. - \sin\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_1 - 4a_1 c_1 + b_1^2}{4a_1}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_1 v_2 - b_1)}{2\sqrt{\pi a_1}}\right) \right) \\
 & + \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_2}} \left(\cos\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_2 - 4a_2 c_2 + b_2^2}{4a_2}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_2 v_2 - b_2)}{2\sqrt{\pi a_2}}\right) \right. \\
 & - \cos\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_2 - 4a_2 c_2 + b_2^2}{4a_2}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_2 v_3 - b_2)}{2\sqrt{\pi a_2}}\right) \\
 & + \sin\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_2 - 4a_2 c_2 + b_2^2}{4a_2}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_2 v_2 - b_2)}{2\sqrt{\pi a_2}}\right) \\
 & \left. - \sin\left(\frac{4\pi^2 t^2 - 4\pi t b_2 - 4a_2 c_2 + b_2^2}{4a_2}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(2\pi t - 2a_2 v_3 - b_2)}{2\sqrt{\pi a_2}}\right) \right).
 \end{aligned}$$

A.2.2.2.3 Pour M entier quelconque :

On vérifie par récurrence que :

$$h(t) = \sum_{i=2}^M \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_{i-1}}} \left[\cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-a_{i-1} f_{i-2} + \pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \right]$$

$$\begin{aligned}
& + \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_1 + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_{i-1}f_{i-2} + 2\pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \\
& - \cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_{i-1}f_{i-1} + 2\pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \\
& - \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_{i-1} + b_{i-1}^2/4 + a_{i-1} c_{i-1}}{4a_{i-1}}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_{i-1}f_{i-1} + 2\pi t + b_{i-1}/2)}{\sqrt{\pi a_{i-1}}}\right) \Bigg] \\
& + \sum_{i=2}^M \frac{\sqrt{2\pi}}{2\sqrt{a_i}} \Bigg[\cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_{i-1} + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \\
& + \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_{i-1} + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \\
& - \cos\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{C}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_i + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \\
& - \sin\left(\frac{\pi^2 t^2 + \pi t b_i + b_i^2/4 + a_i c_i}{4a_i}\right) \mathcal{S}\left(\frac{\sqrt{2}(-2a_i f_i + 2\pi t + b_i/2)}{\sqrt{\pi a_i}}\right) \Bigg].
\end{aligned}$$

Remarque

Tous ces résultats ont été vérifiés par l'outil MAPLE[®], ont été simulés et implantés sur la cible FPGA (Field-Programmable Gate Array). D'autres équations ont été résolues de manière numérique.

INTERFACES HOMME-MACHINE ET SIMULATIONS

En plus de l'utilisation de plusieurs logiciels, un nombre important d'outils de simulation a été développé durant ce projet de doctorat. Dans cette annexe, nous présentons les outils qui ont eu un réel impact sur les résultats obtenus, ainsi qu'une très brève introduction aux outils logiciels employés.

Sommaire

B.1 Interfaces homme-machine et schémas SIMULINK®	297
B.1.1 Caractérisation de l'écho	297
B.1.2 Annulation d'écho	298
B.1.3 Filtrage de haute sélectivité	299
B.1.4 Pré-distorsion des signaux	300
B.1.5 SmartFilter	301
B.1.6 Acquisition en temps-réel	303
B.2 Quelques fonctions de la librairie MATLAB®	304

B.1/ INTERFACES HOMME-MACHINE ET SCHÉMAS SIMULINK®

B.1.1/ CARACTÉRISATION DE L'ÉCHO

La gestion des paramètres du simulateur d'écho est gérée par l'interface que montre la FIGURE B.1.

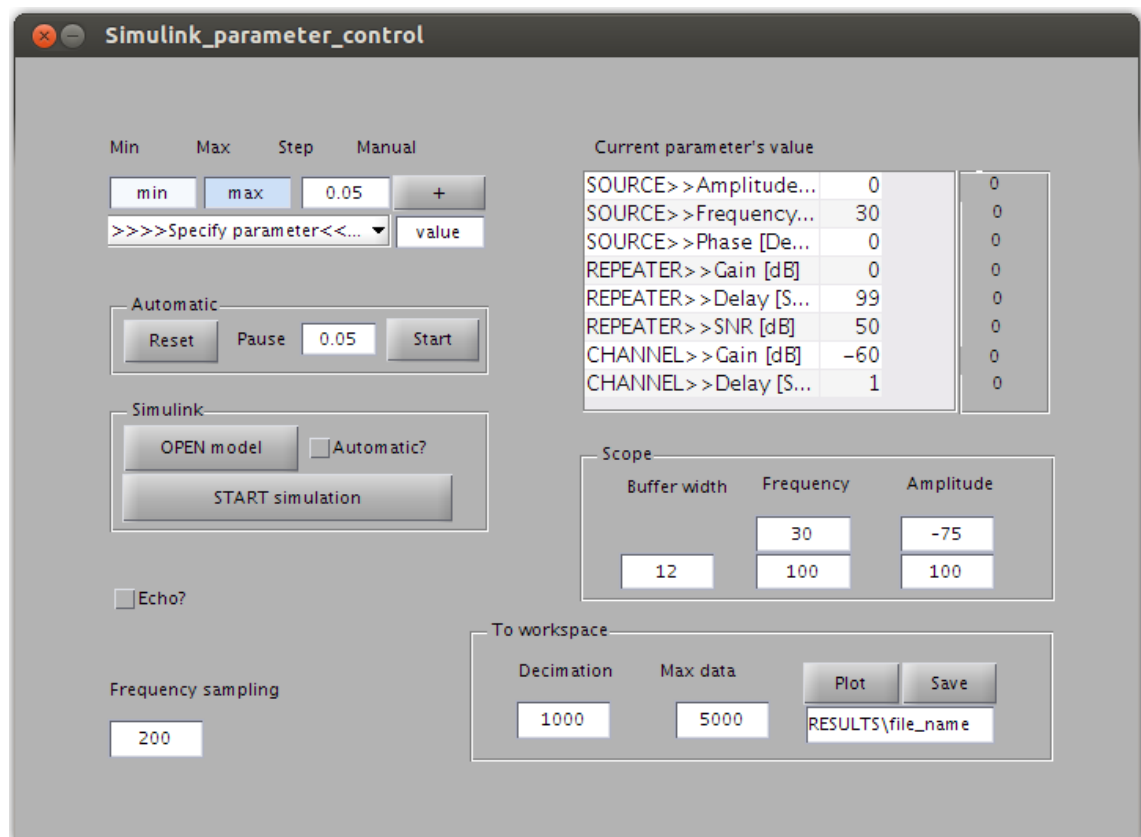


FIGURE B.1 – Interface de configuration du simulateur de caractérisation de l'écho radio-fréquence.

En faisant appel au schéma SIMULINK® illustré par la FIGURE B.2, cette interface permet de réaliser plusieurs tâches, parmi lesquelles :

- Paramétrage du répéteur, canal et générateur.
- Différents balayages (gain, fréquence, ...).
- Paramétrage des paramètres d'acquisition.
- Enregistrement des données, ...

Grâce à cette interface, nous avons pu vérifier les calculs théoriques établis dans le Chapitre 2, et estimer les paramètres de l'écho à partir de la mesure des ondulations de la puissance.

■ **En résumé** – Cette interface, et son schéma associé, ont servi à la validation des calculs théoriques avant le passage aux expérimentations sur le banc de test et en grandeur nature. La présence des pics de puissance liés aux échos est caractérisée et validée par ce simulateur, c'est l'un des avantages majeurs de cette étape, qui a incité à la prudence

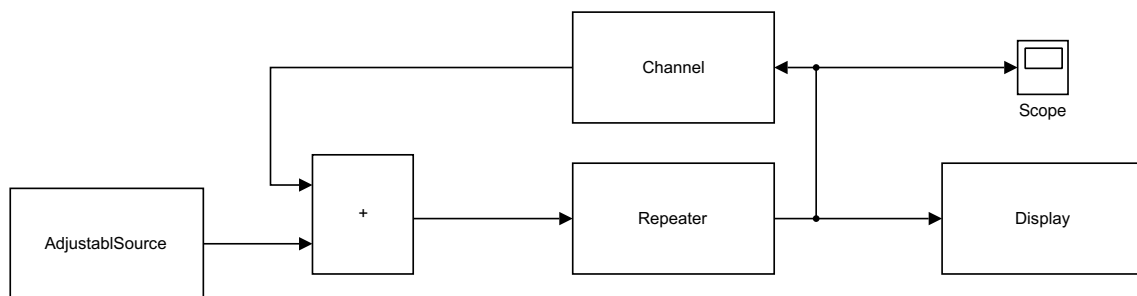


FIGURE B.2 – Simulateur de la caractérisation d'écho radio-fréquence.

lors des essais pratiques, notamment quand il s'agit d'échos forts (marge de gain négative).

B.1.2/ ANNULATION D'ÉCHO

La mise en place de la solution d'annulation d'écho a nécessité beaucoup de simulations pour diverses configurations. La schématique permettant de vérifier l'efficacité de ce système est montrée par la FIGURE B.4. Cette structure est "pilotée" par un ensemble de scripts MATLAB® que nous n'exposons pas ici. Ces routines sont gérés par l'interface montrée en FIGURE B.3. Cette interface gère essentiellement les configurations liées à la largeur de bande qui, rappelons-le, crée des *spurious* visibles sur le spectre de fréquence dans le cas de la bande étroite.

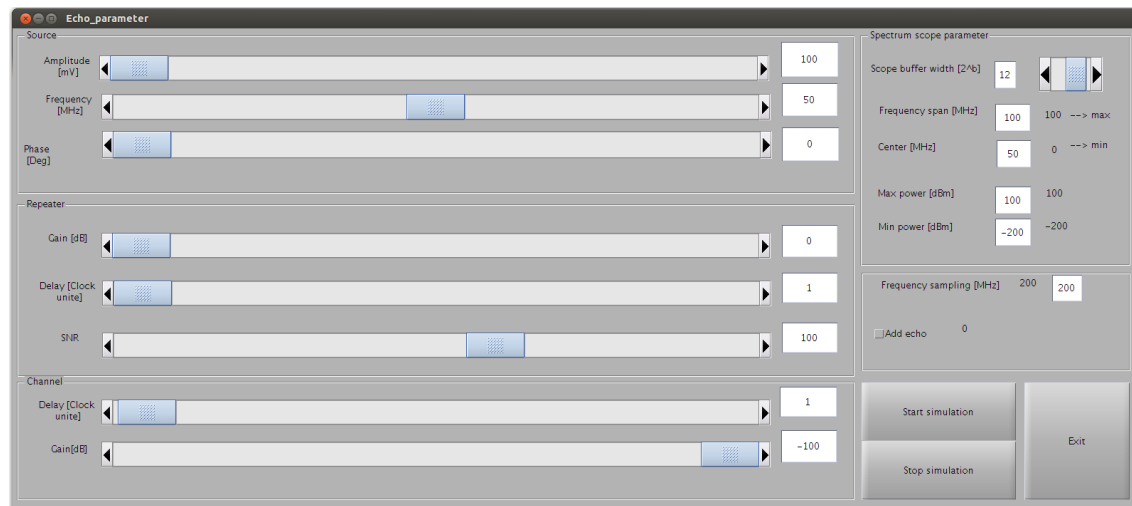


FIGURE B.3 – Interface de configuration du système d'annulation d'écho.

Dans la structure de la FIGURE B.4, on distingue :

1. Le générateur des signaux fournissant diverses largeurs de bande.
2. Le répéteur avec ses fonctions principales (gain, délai, bruit).
3. Le canal (ayant les mêmes spécifications que le répéteur).
4. Le système d'annulation d'écho, composé du filtre adaptatif et du délai de décorrélation.

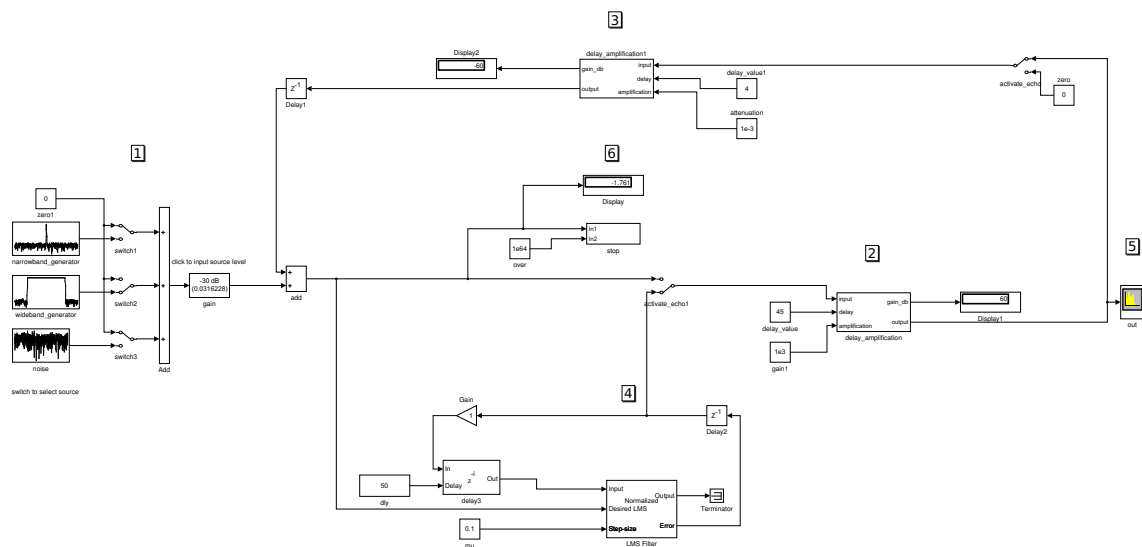


FIGURE B.4 – Schéma SIMULINK® du système d'annulation d'écho.

5. L'analyseur de spectre (visualisation dans le domaine fréquentiel).
6. Le système de détection et d'arrêt en cas de sur-puissance.

■ **En résumé** – Cette étape confirme l'efficacité des filtres adaptatifs pour l'annulation d'écho radio-fréquence, elle montre également les faiblesses de cette technique en présence de signaux à bande étroite. Toutes les caractéristiques d'un système d'annulation d'écho (fenêtre d'annulation, délai de décorrélation, pas de convergence, ...) ont été validées.

B.1.3/ FILTRAGE DE HAUTE SÉLECTIVITÉ

La FIGURE B.5 montre le synoptique complet de la technique du filtrage de haute sélectivité. On distingue trois fonctions principales :

1. La transposition de fréquence (en 4, 5 et 15).
2. Le changement du domaine d'horloge (en 7, 9, 11 et 13).
3. Le filtrage (en 6, 8, 10, 12 et 14).

La TABLE B.1 résume la description du schéma de la FIGURE B.5.

Numéro	Description
1	Générateur de signaux multi-porteuses, configurable en fréquence, puissance et espacement.
2	Valeur de la fréquence de du LO (Local Oscillator)
3	Le temps de simulation
4	Générateur de signaux LO

5	Transposition en bande de base
6	Filtrage basse fréquence pour l'élimination de l'image supradyné
7	Changement du domaine d'horloge (sous-échantillonnage) visant la fréquence d'échantillonnage la plus basse possible
8	Filtre de bande, filtre passe-bas en bande de base, équivalent à un filtrage passe-bande dans le domaine IF (I ntermediate F requency)
9	Sur-échantillonnage par 2, générant des fréquences images plus "simples" à supprimer
10	Suppression des fréquences images dues au sur-échantillonnage par 2
11	Sur-échantillonnage par 2, générant des fréquences images plus "simples" à supprimer
12	Suppression des fréquences images dues au sur-échantillonnage par 2
13	Sur-échantillonnage par 2, générant des fréquences images plus "simples" à supprimer
14	Suppression des fréquences images dues au sur-échantillonnage par 2
15	Transposition de fréquence vers la bande IF
16	Suppression des artefacts par l'addition des voies IQ
17	Visualisation des résultats dans le domaine fréquentiel

TABLE B.1 – Description du simulateur du filtrage de haute sélectivité.

■ **En résumé** – Ce simulateur a confirmé le gain considérable en termes de sélectivité (donc ressources) par rapport à un filtrage en bande IF. Avec le système de détection, il permet de supprimer les *spurious* en temps-réel.

B.1.4/ PRÉ-DISTORSION DES SIGNAUX

La FIGURE B.6 montre l'interface de pré-distorsion en amplitude et en phase de signaux large bande. Elle a fait l'objet de plusieurs évolutions.

Aujourd'hui, il est possible d'appliquer une pré-distorsion via cette interface qui calcule les coefficients associés quasi-instantanément¹. Elle assure la communication avec le FPGA (**F**ield-**P**rogrammable **G**ate **A**rray) via le micro-processeur NIOS®II. Le protocole de communication a également fait l'objet de plusieurs évolutions, cette interface offre plusieurs options de correction numérique, que nous ne détaillons pas ici, elle est aujourd'hui utilisable en interne au sein de l'entreprise partenaire.

■ **En résumé** – Grâce à cet outil graphique, il est possible d'appliquer tout type de pré-

1. La vitesse d'exécution dépend de la puissance de calcul de la machine utilisée.

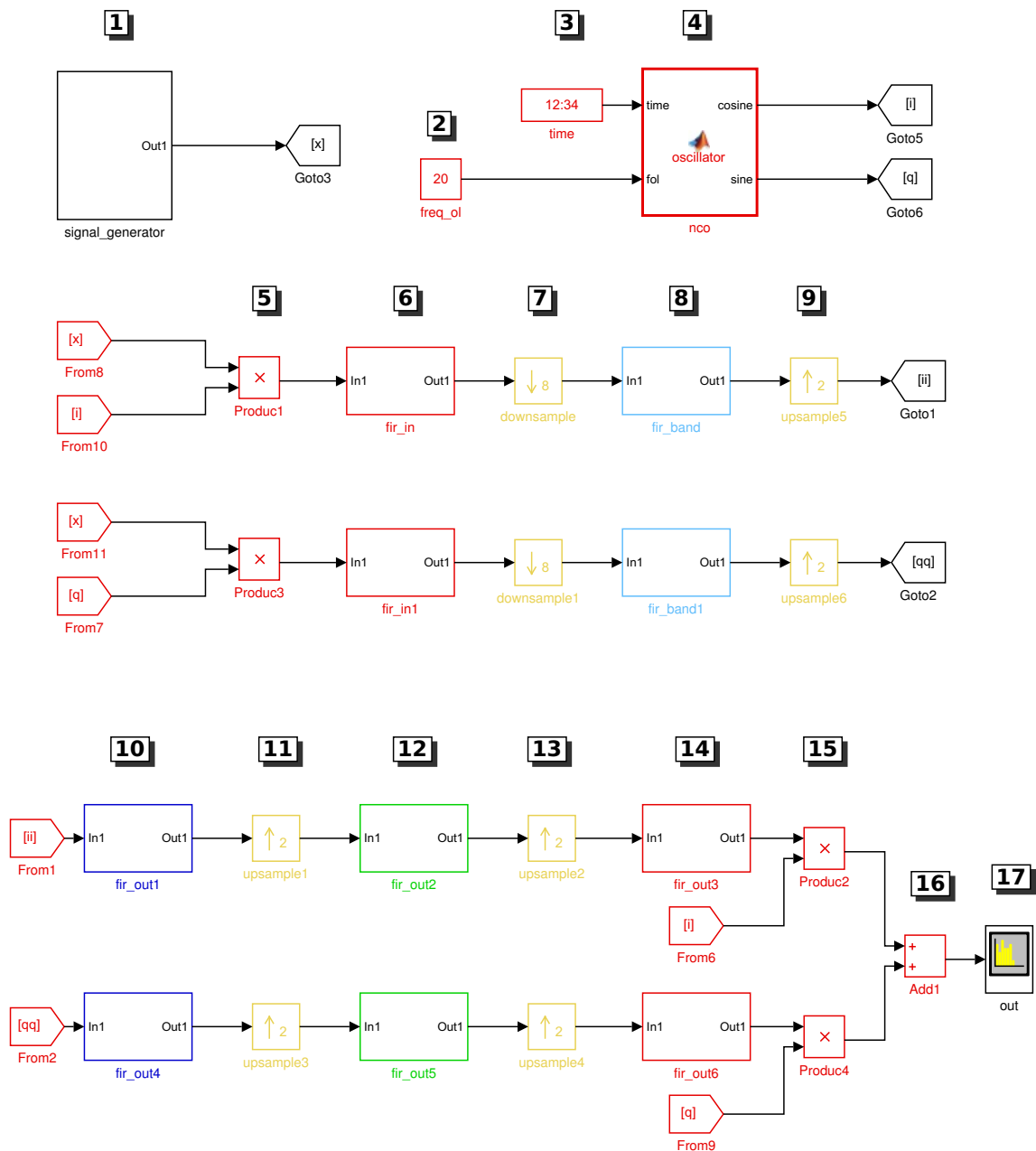


FIGURE B.5 – Synoptique SIMULINK® du filtrage de haute sélectivité.

distorsion.

B.1.5/ SMARTFILTER

Les bases théoriques, et l'interface graphique de la pré-distorsion ont servi à développer une nouvelle interface du filtrage multi-bande et d'ajustement des gains par bande-opérateur.

La FIGURE B.7 montre l'interface servant à configurer le filtrage multi-bande. Comme l'interface de la pré-distorsion, elle assure la configuration, la communication et plusieurs fonctions.

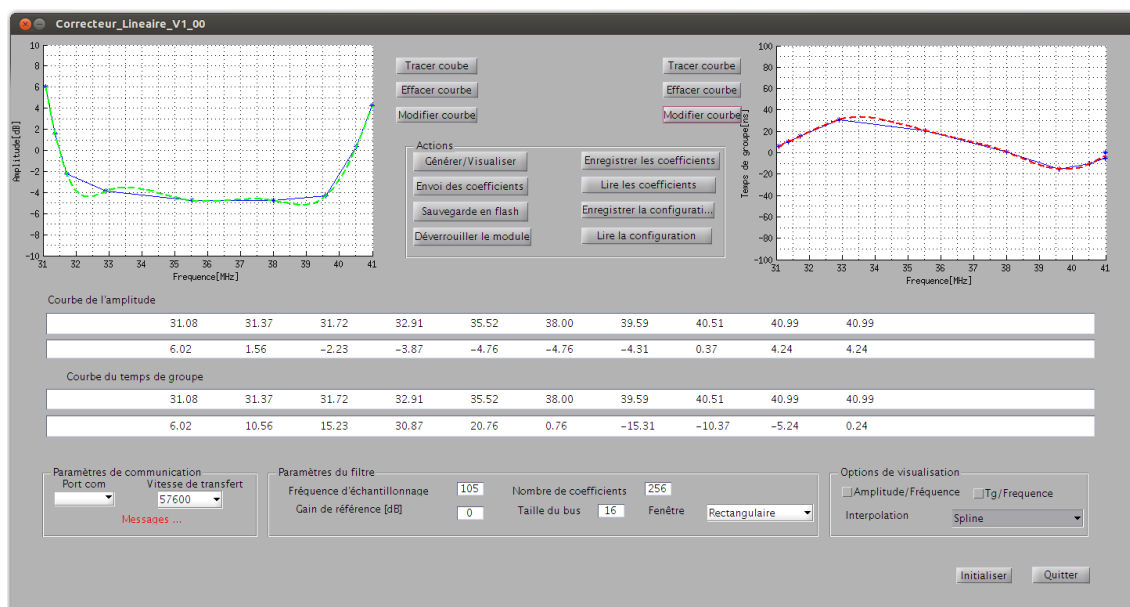


FIGURE B.6 – Interface de configuration de la pré-distorsion en amplitude en en phase.

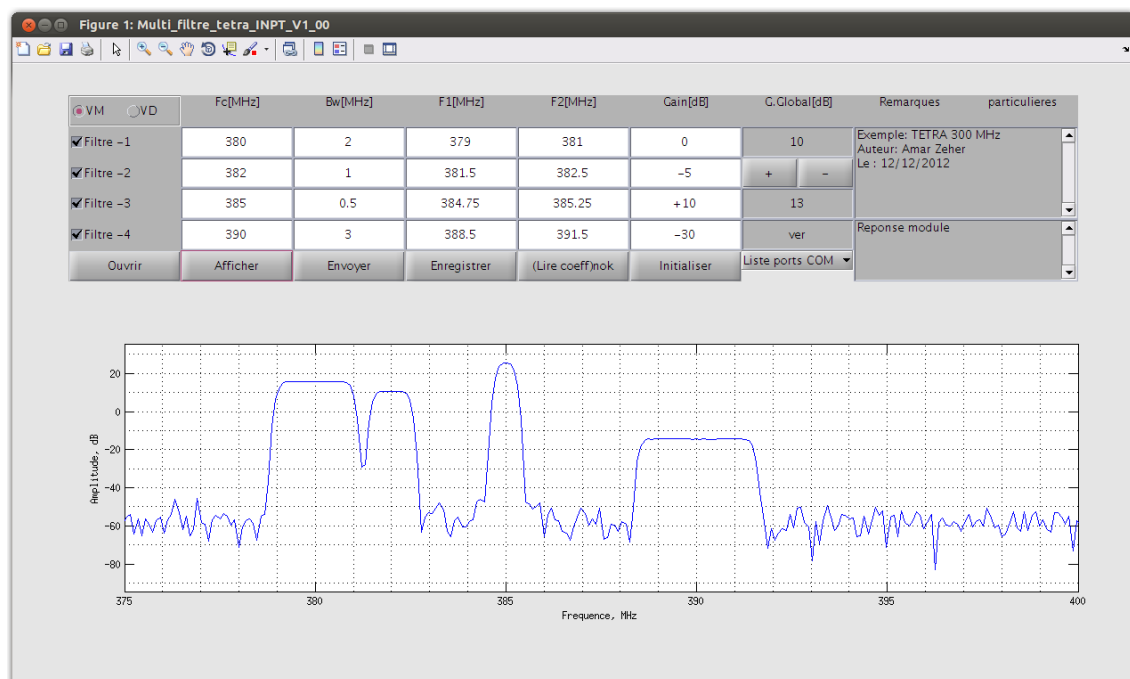


FIGURE B.7 – Interface de configuration du SmartFilter.

■ **En résumé** – La présente interface garantit la configuration de la technique du filtrage multi-bande et ajustement des gains par bande-opérateur. Cette technique a été baptisée SmartFilter par l'équipe commerciale, et a été achetée par de nombreux clients de l'entreprise partenaire.

B.1.6/ ACQUISITION EN TEMPS-RÉEL

Les FPGAs permettent de réaliser des traitement numériques en temps-réel, il est parfois important de réaliser des acquisitions en temps-réel afin de les analyser et les comparer à la simulation. La plupart des FPGAs sont configurables pour rediriger le flot de données à l'extérieur via le JTAG (Joint Test Action Group).

Nous avons développé un outil graphique qui s'interface aisément avec les outils Dsp-Builder [8] et SignalTap [4] d'Altera et de MATHWORKS®.

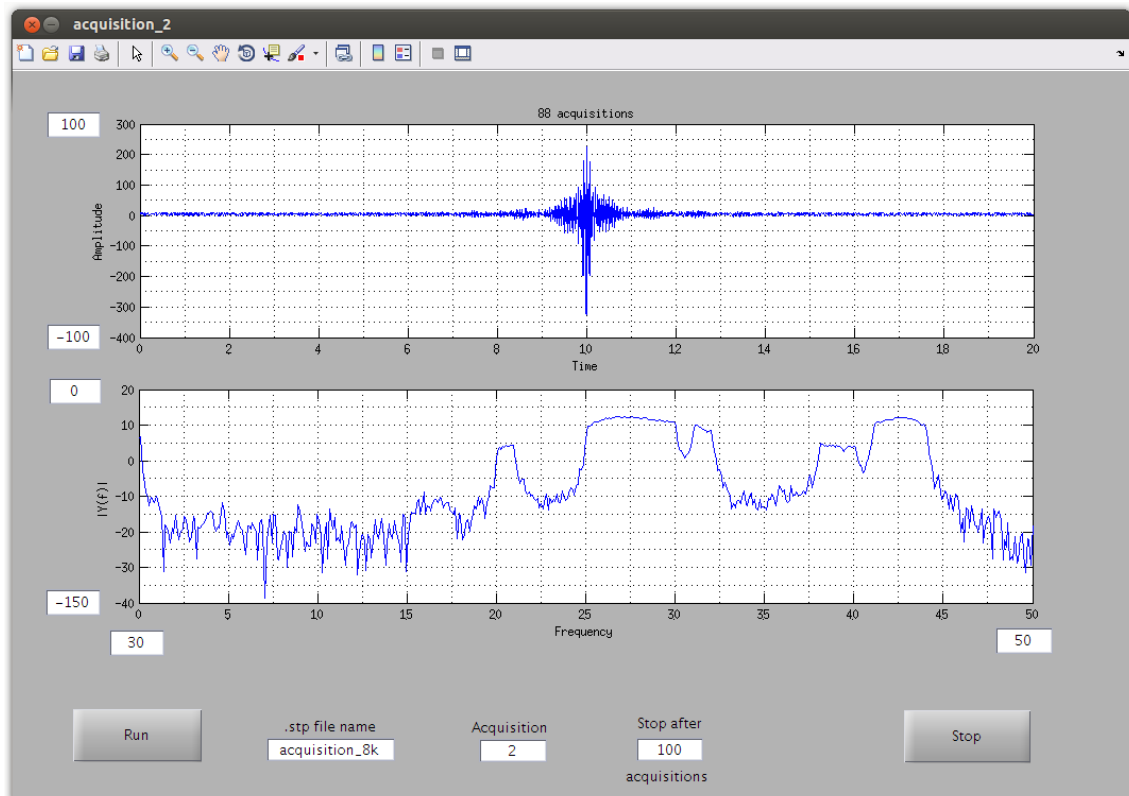


FIGURE B.8 – Interface d'acquisition de données en temps-réel.

Cette interface facilite l'acquisition et l'analyse de données provenant du FPGA, plusieurs scripts y sont associés.

■ **En résumé** – Grâce à cette interface, le débogage des programmes implémentés dans le FPGA devient plus simple et plus rapide.



Remarque

Cette idée peut évoluer vers une interface proposée au client pour la visualisation temporelle et fréquentielle des signaux traités par le répéteur.

B.2/ QUELQUES FONCTIONS DE LA LIBRAIRIE MATLAB®

Durant ces années de doctorat, nous avons développé un nombre important de fonctions (plus de 100) utiles au contexte du traitement du signal pour les télécommunications, ces fonctions sont regroupées dans une librairie intégrée à l'ensemble des ToolBox de MATLAB®. La TABLE B.2 regroupe quelques unes de ces fonctions.

Syntaxe de la fonction	Description
<code>array_with_pq_format(h,p,q)</code>	Convertir le vecteur h en virgule fixe suivant le format (p,q)
<code>bin2int_vector(vector_bin,bus_width)</code>	convertir le vecteur <code>vector_bin</code> en décimal suivant la taille du <code>bus_width</code>
<code>carriers(time, frequencies, amplitudes, phases, noise_amplitude, noise_phase)</code>	Génération d'un signal mono/multi chromatique, ayant les propriétés passées en argument
<code>channel2frequency(channel, gsm)</code>	Convertit le numéro du canal en fréquences RF (R adio F requency) selon les standards
<code>delay_signal(signal_vect, delay_value, option)</code>	Décalage d'un vecteur de données
<code>detect_pic(x,y)</code>	Détection du pic (maximum) correspondant aux points (x_i, y_i)
<code>dyne(fs,band,ol)</code>	Calcule les fréquences supradynes et infradynes issues de la transposition de fréquence
<code>echo_attenuation(R)</code>	Donne la valeur de l'atténuation du canal à partir de la mesure de l'ondulation (R)
<code>echo_generate(signal_in, delay_loop, gain_diff_db, nb_echo)</code>	Génération d'un signal contenant les échos selon le paramètres passés en argument
<code>echo_ripple(D)</code>	Calcule l'amplitude maximale des pics de puissance en fonction de la marge du gain (D)
<code>frequency2channel(frequency, gsm)</code>	Convertit les fréquences RF en numéro de canal selon les standards
<code>frequency_detect(signal_time,fs_mhz,amp_adj,fir_fc,smooth_span,threshold,varargin)</code>	Détection de la fréquence dominante dans un signal temporel

<code>multiband(alpha, f, fs, nfir)</code>	Calcule la réponse impulsionnelle d'un filtre multi-bande.
<code>predistorsion_amplitude_linear(f,g,fs,N)</code>	Calcule la réponse impulsionnelle d'un filtre de pré-distorsion en amplitude.
<code>sine_param_finder(X,Y)</code>	Estime les paramètres d'un signal sinusoïdal (amplitude, fréquence)
<code>spline_interpolation(v_x,v_y,spline_step)</code>	Interpole le nuage de point (v_x,v_y) par Spline
<code>wide_channel(fc1, fc2, fs, tmax, adjust_amp, gain)</code>	Génère un signal large bande

TABLE B.2 – Fonctions de la ToolBox MATLAB®

Nous venons de citer, dans la TABLE B.2 les fonctions les plus usuelles, d'autres fonctions ont été développées pour des projets spécifiques, parmi ceux-là :

- Communication MoDem (**M**odulator-**D**emodulator) et gestion des ports COM.
- Génération des fichiers de vérification des design.
- Génération du filtre FIR (**F**inite **I**mpulse **R**esponse) (coefficients et structure).
- Gestion de l'horloge (conversion temps-période).
- Conversion en virgule fixe.
- La gestion graphique.
- Gestion du projet et formatage des données (fichiers, figures, ...).

RÉALISATIONS MATÉRIELLES

Dans cette annexe, nous rappelons les notions fondamentales de la représentation des nombres en virgule fixe et nous proposons un résumé des implémentations matérielles des différents résultats théoriques et de simulation.

Sommaire

C.1 Rappel de la représentation en virgule fixe	309
C.1.1 Complément à deux	310
C.1.2 Représentation des nombres	311
C.1.2.1 Non signés	311
C.1.2.2 Signés	312
C.1.3 Intervalle de définition, dynamique et précision	312
C.1.4 Arithmétique	313
C.1.5 Extension du signe et mise à l'échelle	313
C.1.6 Croissance des bits (bit growth) et troncature	314
C.1.7 Dépassement (Overflow) et saturation	315
C.1.8 Cas particuliers, outils	316
C.2 Effet de la virgule fixe sur les filtres FIRs	316
C.2.1 La dynamique	317
C.2.2 L'ondulation en bande passante	318
C.3 De la simulation à la conception	319
C.3.1 Les bibliothèques DSPBuilder™	319
C.3.2 Testbench	320
C.3.3 Méthode de vérification mise en place	321
C.4 Architecture des filtres FIRs	322
C.4.1 Structure directe	322
C.4.2 Structure symétrique	322
C.4.3 Conception pleine résolution - croissance de bits	323
C.4.4 Exemple de schématique sous QUARTUS®II	324
C.4.4.1 Architecture directe pleine résolution	324
C.4.4.2 Architecture symétrique pleine résolution	325
C.4.5 Architecture optimisée en ressource	326
C.5 Conception à l'aide des outils ALTERA®	327
C.5.1 Gestion du FPGA : NIOS®II	327
C.5.2 Gestion des horloges : PLL	329
C.5.3 Transposition de fréquence : NCO	329
C.6 Le générateur : RandomHopping8cx	330
C.7 Aperçu de l'architecture du système d'annulation d'écho	331
C.8 Détection des sauts de fréquence	333
C.8.1 Transposition en bande de base	334
C.8.2 Fenêtrage	334
C.9 Quelques modules de la bibliothèque VHDL	336

C.1/ RAPPEL DE LA REPRÉSENTATION EN VIRGULE FIXE

La représentation arithmétique en traitement numérique du signal est une question très importante, au point que ce sujet a fait l'objet de nombreuses thèses de doctorat [144, 164, 181]. Dans ce domaine, un certain nombre de facteurs définissent le type de processeur ou FPGA à utiliser ; l'efficacité des calculs, la facilité de mise en œuvre, les besoins en mémoire, le délai de commercialisation et la précision requise sont quelques-uns des facteurs clés. En raison de l'énorme quantité de calculs à effectuer, le modèle et la performance du processeur ou FPGA sont directement impactés par la représentation numérique sélectionnée pour être utilisée. Comme nous l'avons évoqué en introduction, les deux représentations les plus utilisées sont la virgule fixe et la virgule flottante. Les deux ont leurs avantages et inconvénients ; avant de rentrer dans les détails de ces méthodes, nous montrons sur la FIGURE C.1, un résumé des principales ramifications de ces deux techniques.

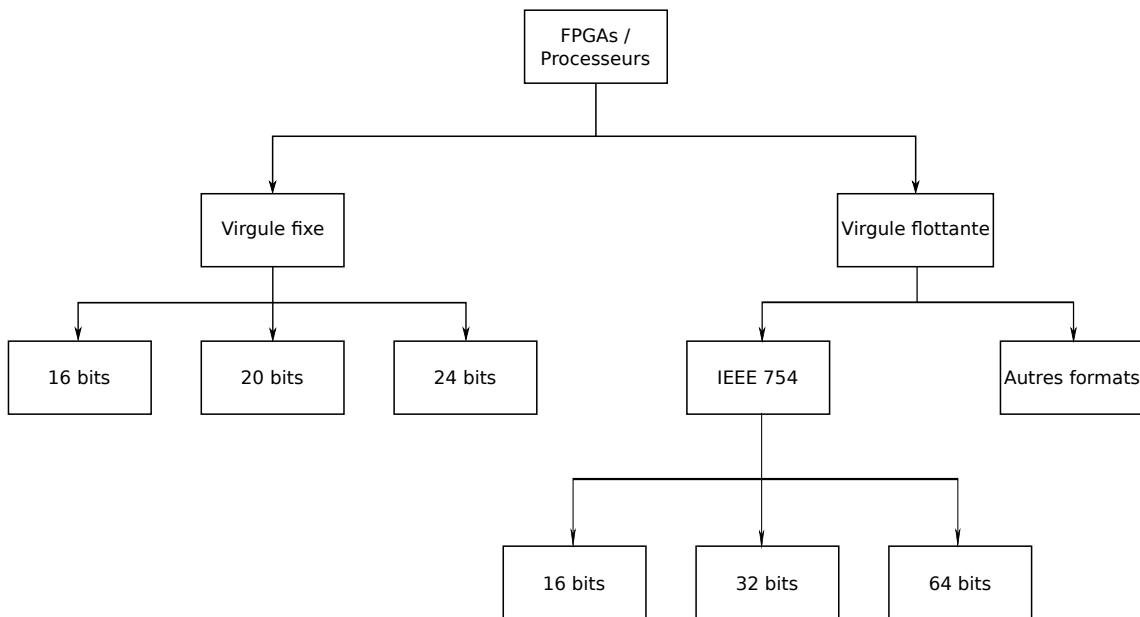


FIGURE C.1 – Les représentations les plus courantes des nombres dans les processeurs et les FPGAs.

Les nombres sont présents dans toutes les applications en DSP où, le plus souvent, le signal est numérisé avant les traitements numériques. Ces nombres discrets sont matériellement représentés par des bus, constitués d'un certain nombre de bits. Soient N le nombre de ces bits et B l'état du bus physique à un instant donné, B est l'ensemble de ces bits $\{b_{N-1}, \dots, b_0\}$, il est noté plus simplement $B = b_{N-1}, \dots, b_0$. Cet ensemble est appelé mot et a 2^N états possibles, ces possibilités peuvent être utilisées pour représenter des variables physiques comme la tension, la température, la pression, ... Cet ensemble binaire est souvent interprété, du moins à première vue, comme un entier positif x , tel que :

$$x = \sum_{i=0}^{N-1} b_i 2^i. \quad (\text{C.1})$$

Néanmoins le sens de ce mot de N bits est totalement dépendant de son **interprétation**. En effet, il existe plusieurs façons d'interpréter la valeur représentée par B . Si le nombre est non signé, tous les bits sont utilisés pour exprimer la valeur du nombre [111]. Si le nombre est signé, la représentation doit préserver, en plus de la valeur, le signe du nombre. Une multitude de représentations des nombres signés a été imaginée [29, 55, 170, 185]. La représentation complément à deux est parmi celles les plus utilisées.

La virgule fixe est généralement utilisée lorsqu'il s'agit d'algorithmes complexes, rapides et implémentés sur des cibles à moindre coût [166]. Ces facteurs sont souvent de grand intérêt, raison pour laquelle cette technique est largement répandue en DSP. Avec cette représentation, il est possible de traiter des nombres positifs et négatifs et des nombres entiers. L'arithmétique à virgule fixe est très étroitement liée à la mise à l'échelle, elle implique un peu plus d'effort de programmation. Il est estimé qu'environ 30% du développement logiciel pour les premières missions spatiales de la NASA Apollo a été consacré à l'arithmétique à virgule fixe et à mise à l'échelle [127]. Aujourd'hui, la virgule fixe est encore largement utilisée par les DSP, concepteurs graphiques, informatique et d'autres applications où la nécessité des nombres à valeurs réelles et haute performance est de mise.

C.1.1/ COMPLÉMENT À DEUX

En représentation complément à deux d'un nombre signé, le bit du poids le plus fort représente le signe du nombre. Si la valeur est positive, il vaut zéro, sinon il vaut un. Si B représente un nombre positif, alors la valeur en décimal x est :

$$x = \sum_{i=0}^{N-2} b_i 2^i, \quad (C.2)$$

c'est équivalent à une représentation non signé sur $N - 1$ bits. Si B représente un nombre négatif, alors la valeur en décimal x est la somme :

$$x = -2^{N-1} + \sum_{i=0}^{N-2} b_i 2^i. \quad (C.3)$$

(C.2) et (C.3) peuvent être exprimées par une seule équation :

$$x = -2^{N-1} b_{N-1} + \sum_{i=0}^{N-2} b_i 2^i. \quad (C.4)$$

Les outils de simulation logicielle et matérielle affichent, le plus souvent, les nombres comme non signés en considérant que l'ensemble des bits représente un nombre positif, comme indiqué dans (C.4). Il est important de connaître l'équivalent non signé x^+ d'une représentation d'un nombre signé x , qui est donné par :

$$x^+ = 2^N - |x| \quad (C.5)$$

Exemple 1. L'entier négatif -1983 s'écrit sur un bus de 16 bits en complément à deux comme :

"1111100001000001", l'équivalent non signé de cette représentation est 63553, ceci est vérifié en appliquant (C.5) : $2^{16} - 1983 = 63553$.

Comme nous le verrons plus loin, les nombres fractionnaires peuvent être aussi représentés en complément à deux ; à ce propos, il existe plusieurs notations et qui sont souvent sources d'ambiguïté et de confusion. Afin d'y voir plus clair, nous allons les lister puis choisir une notation pour qui sera utilisée dans la suite :

1. $ufi(p, q)$ et $sfi(p, q)$ signifient : représentations non signée et signée respectivement, dont la partie décimale est codée sur p bits et la partie fractionnaire sur q bits.
2. $Qm.f$: représentation signée en complément à deux, la partie décimale est codée sur m bits et la partie fractionnaire sur f bits, le signe étant implicite [101].
3. Qf : f représente le nombre de bits de la partie fractionnaire, cette représentation est ambiguë car ne spécifie pas le nombre total de bits, on suppose souvent que le nombre de bits est égale à 16 ou 32 en fonction de la cible [101].
4. $s : m : f$ inclut le signe, si signé on écrit 1 : $m : f$ sinon 0 : $m : f$.
5. $f_xm.b$ est similaire à $Qm.f$ mais utilise la taille du mot b en argument.

MATLAB® utilise la première notation, c'est-à-dire : $ufi(p, q)$ et $sfi(p, q)$, qui ne présentent pas de risque d'ambiguïté, ce sont celles que l'on retiendra.

C.1.2/ REPRÉSENTATION DES NOMBRES

C.1.2.1/ NON SIGNÉS

Soit $N = 1 + p + q$, tels que $(p, q) \in (\mathbb{N}^+)^2$. La FIGURE C.2 montre l'interprétation d'un mot de N bits en virgule fixe, en un nombre fractionnaire non signé, x et qui se calcule par l'expression :

$$x = \sum_{i=-q}^p b_i 2^i. \quad (C.6)$$

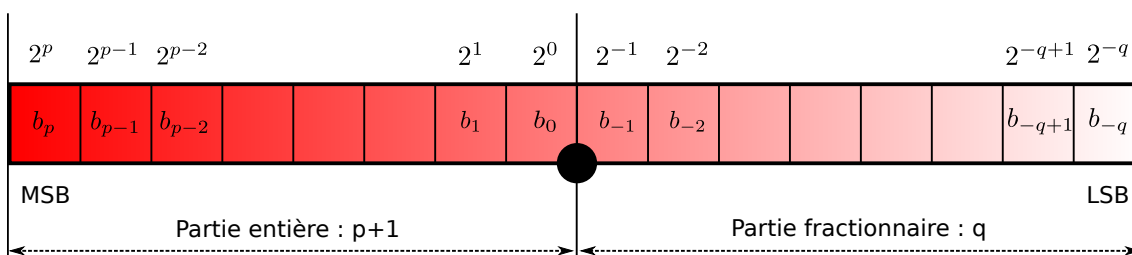


FIGURE C.2 – Interprétation d'un mot de N bits en virgule fixe, non signé.

Exemple 2. Soit le mot de 16 bits suivant "1111111111111111", il peut être interprété comme 65535 selon (C.1), ou bien comme 255.99609375 selon (C.6), si $p = 7$ et $q = 8$.

Cette représentation est notée $ufi(1 + p, q)$. Tous les bits sont réservés pour le codage de la valeur du nombre.

C.1.2.2/ SIGNÉS

Soit $N = 1 + p + q$, tels que $(p, q) \in (\mathbb{N}^+)^2$. La FIGURE C.3 montre l'interprétation d'un mot de N bits en virgule fixe, en un nombre fractionnaire signé, donné par l'expression :

$$x = -2^p b_p + \sum_{i=-q}^{p-1} b_i 2^i. \quad (C.7)$$

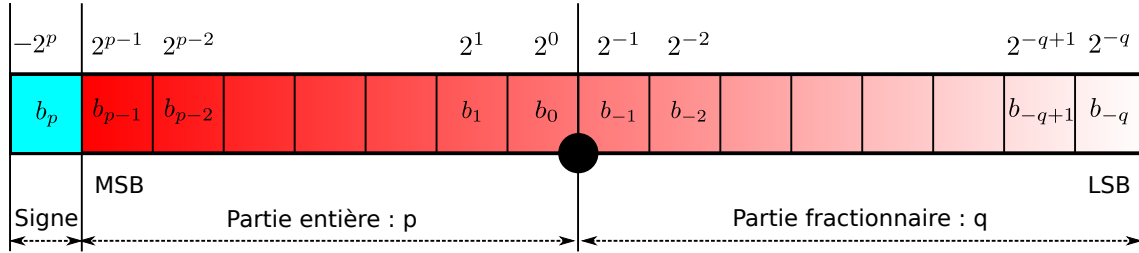


FIGURE C.3 – Interprétation d'un mot de N bits en virgule fixe, signé.

Exemple 3. Soit le mot de 16 bits suivant "1111111111111111", si $p = 7$ et $q = 8$, il est interprété comme -0.00390625 , selon (C.7).

Cette représentation est notée $sfi(p, q)$. Le bit du poids le plus fort MSB (Most Significant Bit) est réservé pour indiquer le signe et le reste des bits pour la valeur du nombre.

C.1.3/ INTERVALLE DE DÉFINITION, DYNAMIQUE ET PRÉCISION

Définition 2. Pour une représentation donnée, l'intervalle de définition du codage, noté I , est donné

$$I = \begin{cases} 2^{-q} & \text{à } 2^p & \text{si } ufi \\ -2^p & \text{à } 2^p - 2^{-q} & \text{si } sfi \end{cases} \quad (C.8)$$

Définition 3. La dynamique D est définie comme étant le rapport de la valeur la plus élevée et la valeur (positive) la moins élevée.

$$D = \frac{|\max(x)|}{|\min(x)|}.$$

La dynamique en Décibel \mathbf{D} est définie par,

$$\mathbf{D} = 20 \log_{10}(D) = 20 \log_{10} \left(\frac{|\max(x)|}{|\min(x)|} \right). \quad (C.9)$$

Quelque soit la représentation, la dynamique ne dépend que du nombre total des bits $N = p + q + 1$. Comme le montrent les exemples suivants en représentation *ufi* :

- si $p = 16$ et $q = 0$, alors l'intervalle $I = [1, 65536]$, d'où $D = 65536$.
- si $p = 10$ et $q = 6$, alors l'intervalle $I = [0.015625, 1024]$, d'où $D = 1024/0.015625 = 65536$.

- si $p = 0$ et $q = 16$, alors l'intervalle $I = [1.52587890625 \cdot 10^{-5}, 2]$, d'où $D = 1/1.52587890625 \cdot 10^{-5} = 65536$.

D'une manière générale, la dynamique D s'écrit en fonction du nombre de bits N sous la forme :

$$D = 2^{N-1} - 1 \Rightarrow \mathbf{D} = 20 \log(2^{N-1} - 1). \quad (\text{C.10})$$

Définition 4. La précision δ est définie comme étant le plus petit pas (différence) entre deux nombres successifs d'une représentation sur N bits [100]. En représentation $sfi(p, q)$, la précision est donnée par :

$$\delta = 2^{-q}. \quad (\text{C.11})$$

La TABLE C.1 montre les valeurs de la dynamique et de la précision d'un bus de 16 bits pour différentes représentations.

Nombres sur 16 bits	Intervalle (I)	Dynamique (\mathbf{D})	Précision (δ)
Entiers non signés	0 à 65536	96	1
Entiers signés	-32768 à 32767	90	1
Fractionnaires non signés	0 à 0.9999694824219	96	1^{-16}
Fractionnaires signés	-1 à 0.9999694824219	90	1^{-15}

TABLE C.1 – Dynamique et précision des nombres entiers et fractionnaires sur 16 bits.

Comme le montrent (C.8) et (C.11), les bornes de l'intervalle et la précision varient en fonction de la représentation choisie. En effet, plus l'intervalle est large moins bonne est la précision, comme le montre la TABLE C.2

C.1.4/ ARITHMÉTIQUE

- **Addition** : soient $x_1 : sfi(p_1, q_1)$ et $x_2 : sfi(p_2, q_2)$.

La somme $x = x_1 + x_2$ est de format $sfi(\max(p_1, p_2), \max(q_1, q_2))$. Même si la décimale est implicite et n'existe pas matériellement, il est important d'aligner l'emplacement de la virgule des deux nombres, et par la suite, étendre le signe du nombre ayant la partie décimale la plus petite. Soit l'exemple :

$x_1 : sfi(2, 2) := "1110"$. $x_2 : sfi(4, 4) := "0111_0110"$. Comme $p_1 < p_2$, le bit de signe de x_1 est étendu ce qui change le format de x_1 à $sfi(4, 2)$, le résultat est représenté par $sfi(4, 4)$ comme le montre la TABLE C.3.

- **Multiplication** : soient $x_1 : sfi(p_1, q_1)$ et $x_2 : sfi(p_2, q_2)$, le produit $x = x_1 \times x_2$ est de format $sfi(p_1 + p_2, q_1 + q_2)$. On obtient un bit de signe redondant (MSB), il suffit d'un décalage de 1 bit à gauche, et par conséquent le nouveau format devient $sfi(p_1 + p_2 - 1, q_1 + q_2 + 1)$.

C.1.5/ EXTENSION DU SIGNE ET MISE À L'ÉCHELLE

Lors de certaines opérations arithmétiques, il est nécessaire d'étendre le signe d'un nombre. L'extension de N bits à M bits ($M > N$) de signe, sans affecter la valeur du

Format	Valeur maximale positive	Valeur maximale négative	Précision (δ)
$sfi(0,15)$	0.999969482421875	-1	0.000030517578125
$sfi(1,14)$	1.99993896484375	-2	0.00006103515625
$sfi(2,13)$	3.9998779296875	-4	0.0001220703125
$sfi(3,12)$	7.999755859375	-8	0.000244140625
$sfi(4,11)$	15.99951171875	-16	0.00048828125
$sfi(5,10)$	31.9990234375	-32	0.0009765625
$sfi(6,9)$	63.998046875	-64	0.001953125
$sfi(7,8)$	127.99609375	-128	0.00390625
$sfi(8,7)$	255.9921875	-256	0.0078125
$sfi(9,6)$	511.984375	-512	0.015625
$sfi(10,5)$	1023.96875	-1024	0.03125
$sfi(11,4)$	2047.9375	-2048	0.0625
$sfi(12,3)$	4095.875	-4096	0.125
$sfi(13,2)$	8191.75	-8192	0.25
$sfi(14,1)$	16383.5	-16384	0.5
$sfi(15,0)$	32767	-32768	1

TABLE C.2 – Dynamique et précision en représentation virgule fixe signée sur 16 bits.

$sfi(p_1, q_1)$	1	1	1	1	.	1	0	0	0	$= sfi(4, 2) = -2+1+0.5=-0.5$
$sfi(p_2, q_2)$	0	1	1	1	.	0	1	1	0	$= sfi(4, 4) = 4+2+1+0.25+0.125=7.375$
$sfi(p, q)$	0	1	1	0	.	1	1	1	0	$= sfi(4, 4) = 4+2+0+0.25+0.125=6.875$

TABLE C.3 – Addition en virgule fixe de deux nombres de formats différents.

nombre, est possible en recopiant le signe du nombre $M - N$ fois, seul son équivalent non signé change, selon (C.5). Par exemple ; -2 s'écrit comme "1110" (équivalent non signé est égal à 14) sur 4 bits, si $M = 8$, il s'écrit alors "11111110" (équivalent non signé est égal à 254).

Si le nombre a des bits de signe redondants, il est possible de les tronquer sans affecter la valeur du nombre. Il faut faire attention néanmoins, car si le bus reçoit des valeurs variables dans le temps, cette opération peut provoquer des erreurs. Par exemple : le nombre -2 s'écrit comme "11111110" sur 8 bits, il y a donc 6 bit redondants et ce nombre peut être représenté seulement sur 2 bits par "10". Si, en revanche, ce même bus de 2 bits reçoit une autre valeur inférieure à -2 l'interprétation n'est plus valable.

C.1.6/ CROISSANCE DES BITS (BIT GROWTH) ET TRONCATURE

C'est l'un des problèmes les plus critiques dans l'application des algorithmes utilisant l'arithmétique virgule fixe. La multiplication d'un nombre de N bits avec un nombre de M bits donne un nombre de $N + M$ bits, ce problème s'accroît lorsqu'il s'agit d'un calcul récursif [111]. Par exemple, mettre en œuvre l'équation récursive suivante :

$$y(n) = ay(n - 1) + x(n)$$

nécessite de multiplier la constante a par la valeur antérieure de la sortie, $y(n-1)$. Si cette sortie est codée sur N bits sous le format $sfi(p_1, q_1)$ et que la constante a est codée sur M bits sous le format $sfi(p_1, q_2)$, alors, lors de la première itération le produit $ay(n-1)$ sera codé sur $M+N$ bits sous le format $sfi(p_1 + p_2 - 1, q_1 + q_2 + 1)$, lors de la seconde itération (la sortie antérieure est maintenant codée sur $N+M$ bits) le produit $ay(n-1)$ sera codé sur $2M+N$ bits. Ainsi, la croissance des bits continue à chaque itération. Il est indispensable de restreindre la taille du bus afin de préserver les ressources matérielles. Pour cela, il suffit de tronquer (convenablement) la sortie après chaque opération. Ce problème est également rencontré lorsqu'il s'agit d'une addition de deux nombres ayant deux formats différents, comme nous l'avons vu précédemment, l'addition de deux nombres de format $sfi(p_1, q_1)$ et $sfi(p_2, q_2)$ conduit à un nombre de format $sfi(\max(p_1, p_2), \max(q_1, q_2))$. L'étape de la réduction des bits est cruciale lors de l'implémentation matérielle, l'inégalité de SCHWARZ, exprimée par (C.12), peut aider à définir la limite supérieure de la sortie d'un système invariant dans le temps.

$$|y(n)| = \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} a^2(n) \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2(n) \right)^{1/2} \quad (\text{C.12})$$

tels que a et x sont les entrées du système. La limite inférieure nécessite plus d'analyse car elle dépend de la sensibilité du système au bruit quantique.

- **Troncature simple** : Lors de la multiplication, le nombre de bits augmente, la limitation se fait en tronquant les bits de poids le plus faible LSB (**L**east **S**ignificant **B**it) au détriment de la précision. $sfi(p_1, q_1)$ est tronqué en $sfi(p_1, q_2)$, tels que $q_2 < q_1$. Dans l'exemple ;
 $x : sfi(4, 4) := 7.4375 = "011101\textcolor{red}{1}"$ tronqué à $sfi(4, 2)$ donne $\tilde{x} = 7.25 = "011101"$. L'erreur d'approximation, dans ce cas, est égale à 0.1875.
- **Arrondi suivi de troncature** : La simple troncature d'un nombre donne un résultat biaisé, il est préférable d'arrondir le résultat avant de le tronquer. Pour cela, il suffit d'ajouter 1 au bit du poids plus fort et à partir duquel la troncature s'effectue. Cette technique permet d'avoir un meilleur résultat d'approximation. Dans l'exemple précédent, si on ajoute 1 au bit le plus à droite du groupe en rouge, cela donne $"011110\textcolor{red}{01}"$, et après troncature $\tilde{x} = "011110" = 7.5$. L'erreur d'approximation, dans ce cas, est égale à 0.0625.

C.1.7/ DÉPASSEMENT (OVERFLOW) ET SATURATION

Le dépassement est l'un des difficultés de l'arithmétique virgule fixe, il se produit lorsque, deux nombres de même signe sont additionnés et que le résultat nécessite des bits supplémentaire pour être correctement représenté. Par exemple, en complément à deux, sur 4 bits, si $x = 7 = "0111"$ et si $y = 1 = "0001"$, la somme devrait être égale à $z = 8 = "01000"$, comme le nombre de bits est limité à 4, le résultat obtenu est erroné, car $z = "1000" = -8$. Ce genre de dépassement est généralement fatal pour le reste de l'algorithme qui en dépend, car il introduit une erreur égale à toute l'amplitude du résultat attendu. Il est impératif de vérifier le dépassement à chaque opérations, par la mise en place de drapeau `flag` indiquant les situations de débordement. Dans certain cas, il est possible de saturer le résultat par approximation à la valeur maximale positive (ou minimale négative) qui peut être représentée par le bus de données. En effet, dans l'exemple précédent, il est moins "grave" d'avoir $z = 7$ avec `flag = 1` que $z = -8$ avec `flag = 1`.

La représentation en complément à deux est asymétrique, ce qui est considéré comme une lacune de cette représentation, qu'il faut prendre avec précaution, sur N bits, le nombre -2^{N-1} n'a pas de symétrique positif. Effectuer l'opération suivante $(-1) \times (-1)$ en format *sfi*(1,2) aboutit à un résultat erroné, comme le montre la FIGURE C.4.

FIGURE C.4 – Multiplication de -1 par -1 en format $sfi(1, 2)$.

MATLAB® fournit des fonctions très intéressantes pour les opérations en virgule fixe, qui permettent également divers types de conversion. Les fonctions les plus utilisées sont `sfi`, `ufi`, `fi` [142].

1. Données : `bin`, `data`, `dec`, `double`, ...
2. Mathématiques : `OverflowMode`, `ProductBias`, `SumMode`, ...
3. Types numériques : `Signedness`, `Scaling`, `Bias`, ...

Ces fonctions permettent d'effectuer des opérations arithmétiques et sont très utiles dans la construction et l'analyse des algorithmes en virgules fixe.

La FIGURE C.5 compare les réponses en fréquence d'un filtre synthétisé en utilisant la représentation virgule fixe (format *sfix*(0, 7)), puis la représentation en virgule flottante. La taille du bus est égale 8 bits.

316

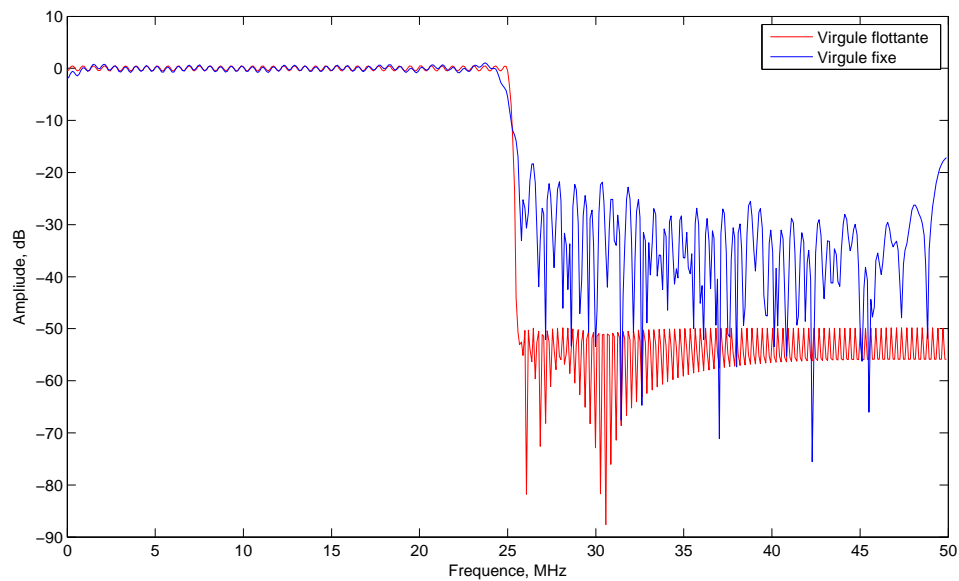


FIGURE C.5 – Réponse en amplitude d'un filtre FIR à ondulations égales en virgule fixe - comparaison avec la virgule flottante.

C.2.1/ LA DYNAMIQUE

Un programme MATLAB® permet d'évaluer l'erreur en dynamique d'un filtre (equiripple) pour différentes tailles de bus.

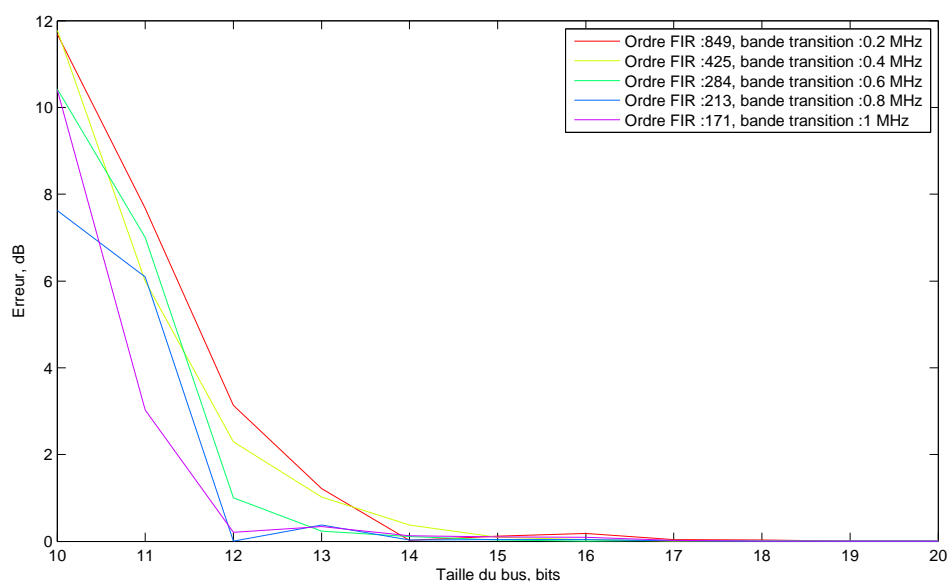


FIGURE C.6 – Erreur en dynamique due à la virgule fixe en fonction de la taille du bus et l'ordre du filtre.

La FIGURE C.6 montre que l'erreur en dynamique augmente si le nombre de bits diminue,

cette erreur est sensible à l'ordre du filtre, cela s'explique en partie par le fait que les coefficients des extrémités tendent vers zéro ; ils sont considérés comme nuls lorsque la taille du bus est insuffisante. L'erreur en dynamique est inférieure à 1 dB pour un bus de taille supérieure ou égale à 14 bits.

C.2.2/ L'ONDULATION EN BANDE PASSANTE

Nous avons également évalué l'erreur en amplitude des ondulations en bande passante.

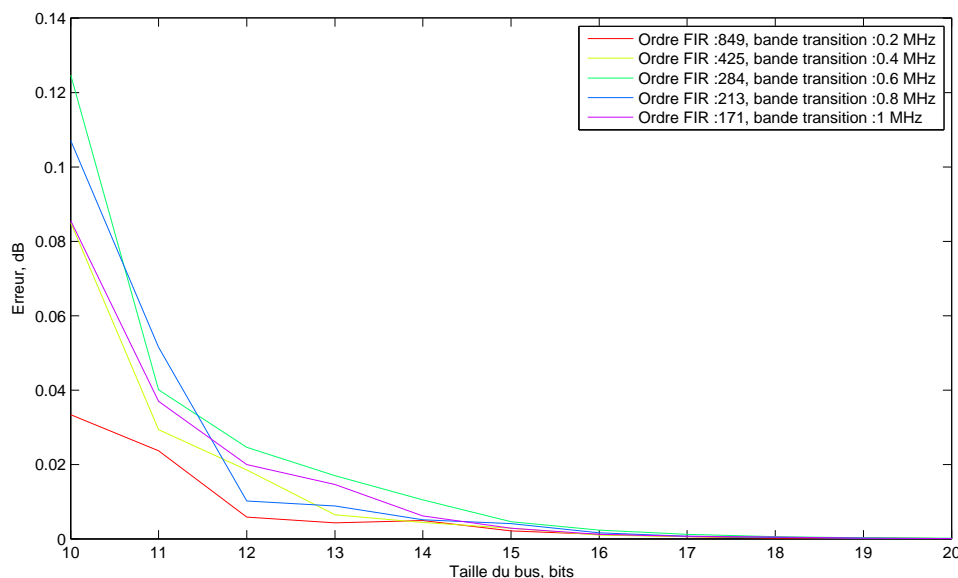


FIGURE C.7 – Erreur en ondulation en bande passante due à la virgule fixe en fonction de la taille du bus et l'ordre du filtre.

La FIGURE C.6 montre le même constat concernant l'erreur d'ondulation en bande passante. 0.1 dB d'erreur est néanmoins atteint pour un bus de taille supérieure ou égale à 11 bits.

Le bus de données utilisé dans le cas de notre étude est de 16 bits, dans ce cas l'erreur en dynamique est inférieure à 0.2 dB et celle de l'ondulation est inférieure à 0.02 dB, ce qui est considéré comme satisfaisant au vu des contraintes de précision dans ce domaine.

■ **En résumé** – La représentation en virgule fixe réduit les performances du filtre FIR (Finite Impulse Response) en dynamique, en ondulation dans la bande passante et en bande de transition. Lors de la conception, un compromis reste à trouver entre précision et ressources.

C.3/ DE LA SIMULATION À LA CONCEPTION

C.3.1/ LES LIBRAIRIES DSPBUILDER™

C'est un outil développé par Altera pour l'interfaçage entre QUARTUS®II et MATLAB® ou SIMULINK®. DSPBuilder™ combine les algorithmes de développement, de simulation et de vérification de MATLAB® et SIMULINK® ainsi que tous les outils de MATCHWORKS® (avec la synthèse et la simulation VHDL (VHSIC Hardware Description Language)), ainsi que tous les outils d'Altera. DSPBuilder™ permet de créer des circuits matériels en utilisant l'environnement MATLAB® et SIMULINK®.

Exemple – La librairie FFT que montre la FIGURE C.8 est un exemple concret de l'utilité de cet outil. En effet, le synoptique montré par cette figure décrit la structure complète de ce système¹.

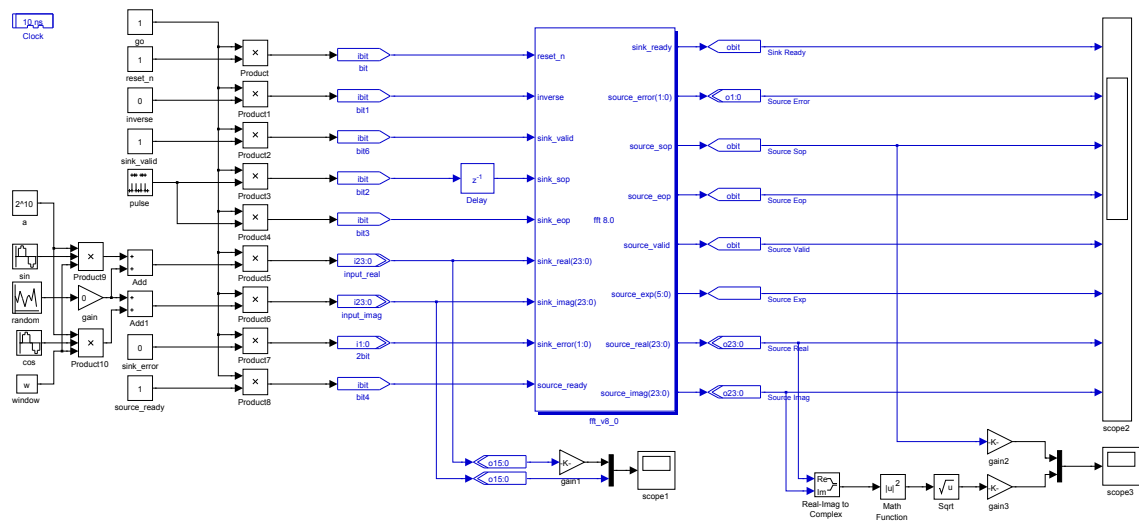


FIGURE C.8 – Synoptique de l'utilisation de la librairie FFT dans DSPBuilder™ et SIMULINK®.



Remarque

Cette librairie prend en compte les contraintes de la virgule fixe, les résultats devront alors être identiques à ceux issus de l'implantation matérielle.

La FIGURE C.9 montre l'évolution de la DSP (Densité Spectrale de Puissance), à partir des parties réelle et complexe fournies par le bloc FFT, au cours du temps d'un signal sinusoïdal. On distingue les raies exprimant la fréquence et l'amplitude de ce signal, ainsi que le signal de synchronisation. Ces informations sont répétées toutes les $N_{FFT} \times t_s$ fois, où N_{FFT} et t_s sont, respectivement, la profondeur de la FFT (Fast FOURIER Transform) et la période d'échantillonnage.

1. Les blocs DSPBuilder™ sont distingués par la couleur bleue.

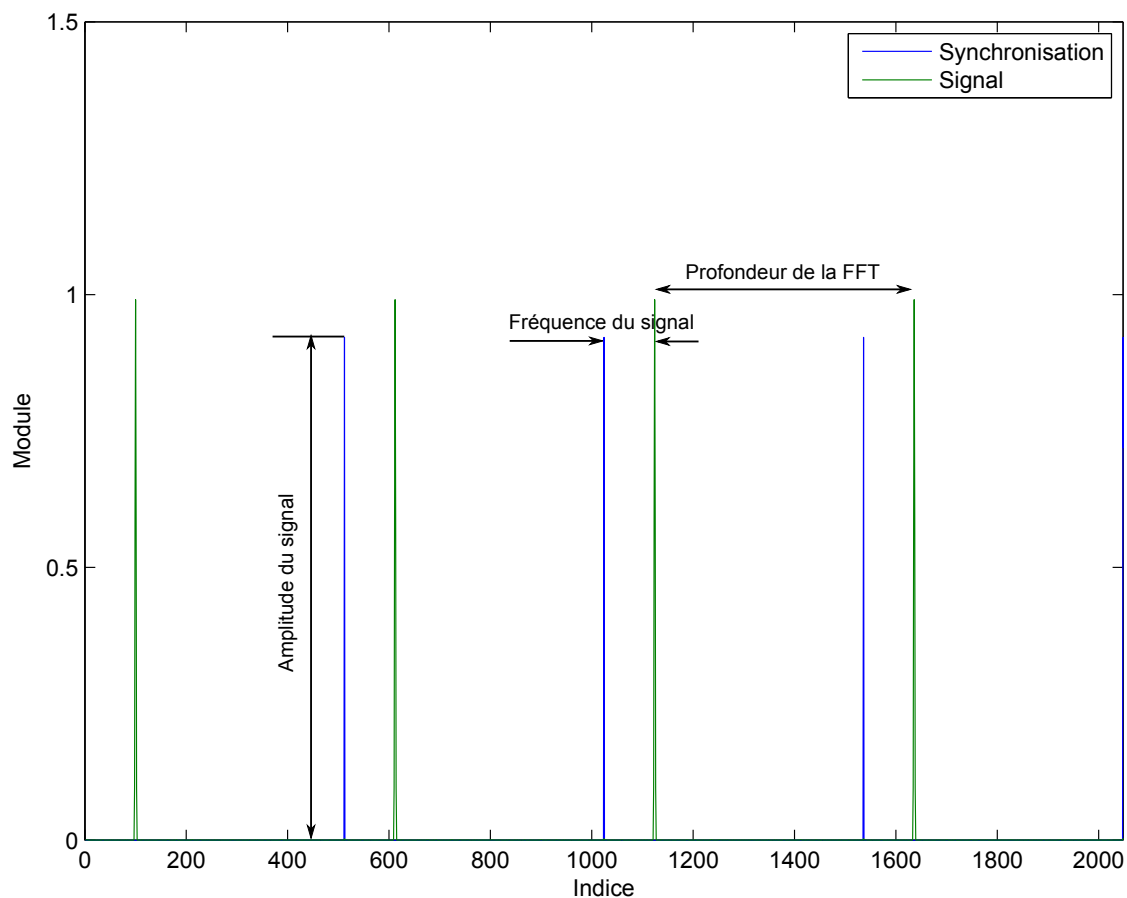


FIGURE C.9 – Exemple de résultats de la librairie FFT sous DSPBuilder™.



Attention

Ne pas confondre l'évolution des résultats fréquentiels dans le temps avec l'évolution d'un signal temporel ; dans le cas de la FIGURE C.9, les résultats sont affichés via un oscilloscope, mais elles expriment des grandeurs fréquentielles.

Les signaux de synchronisation sont utiles pour la visualisation ; effectivement, chaque période est considérée comme une trame, l'évolution de ces trames au cours du temps reflète l'évolution fréquentielle du signal. Il est ensuite possible d'effectuer des opérations sur ces "données" ; telles que la moyenne, le maximum et le minimum².

■ **En résumé** – DSPBuilder™ simplifie le passage du "monde" de la simulation à celui de l'implémentation matérielle. Néanmoins, ces codes ne sont pas encore au point et sont en constante évolution.

C.3.2/ TESTBENCH

Le Testbench est un environnement virtuel utilisé pour la vérification des résultats d'un design, comme c'est le cas pour le VHDL. Il s'agit d'un programme développé pour "tester"

2. Ces techniques sont celles utilisées dans les analyseurs de spectre.

la validité des résultats d'un autre programme, qui appelé DUT (Device Under Test).

Il existe plusieurs types (niveaux) de Testbench :

- Stimulus seulement : fait appel aux données d'entrée sans aucune vérification.
- Test complet : fait appel aux signaux d'entrée, contient au préalable les résultats "corrects" attendus et fournit les résultats de comparaison.
- Test spécifique : le test est élaboré pour un scénario donné, ...

■ **En résumé** – Les Testbenchs sont un moyen très efficace pour tester la fiabilité d'un design. Néanmoins, si les programmes DUT sont complexes, l'élaboration des Testbench associés peut nécessiter beaucoup de temps de développement.

Afin de simplifier ce procédé, nous avons mis en place une technique automatique de vérification (simulation-implantation) basée sur MATLAB® et MODELSIM®.

C.3.3/ MÉTHODE DE VÉRIFICATION MISE EN PLACE

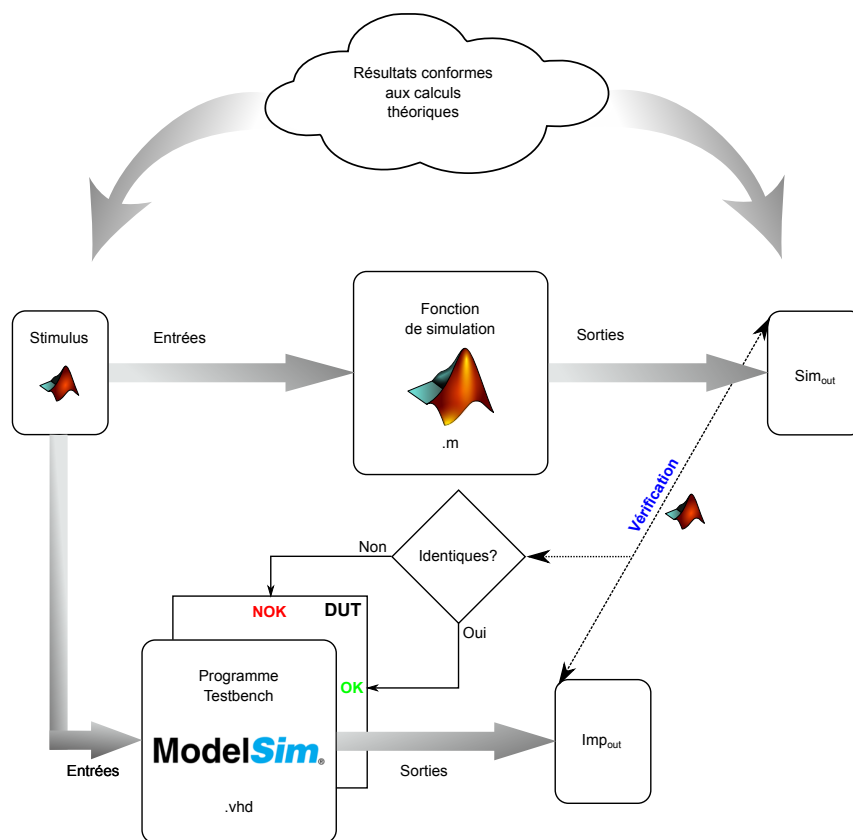


FIGURE C.10 – Méthodologie de vérification simulation-implantation.

La FIGURE C.10 résume l'idée de ce procédé de vérification que nous avons mis en place à l'entreprise partenaire.

La fonction de simulation (sous MATLAB®), et qui vérifie les résultats théoriques, est re-transcrite en langage matérielle (VHDL), avec le Testbench qui lui est associé.

Les stimulus d'entrée écrits dans le fichier Sim_{in} sont générés par MATLAB[®], ce fichier est à la fois appelé par la fonction de simulation et par le Testbench pour valider le programme DUT, c'est-à-dire la fonction sensée être équivalente à celle de la simulation.

En sortie, les deux fonctions (de simulation et d'implantation) "écrivent" dans deux fichiers séparés (Sim_{out} et Imp_{out}), ces deux fichiers sont ensuite comparés via MATLAB[®], s'ils sont :

1. Identiques : alors la validation de la fonction est acquise.
2. Différents : une erreur est produite dans la fonction (DUT), il faut alors revoir la conception.

⚠ Attention

Le Testbench nécessite une très grande attention, car il arrive que les erreurs soient dues à ce programme de test et non au programme DUT.

C.4/ ARCHITECTURE DES FILTRES FIRs

C.4.1/ STRUCTURE DIRECTE

L'équation (cf. équation (A.14)) d'un filtre FIR se traduit par le schéma illustré par la FIGURE C.11, appelé structure directe.

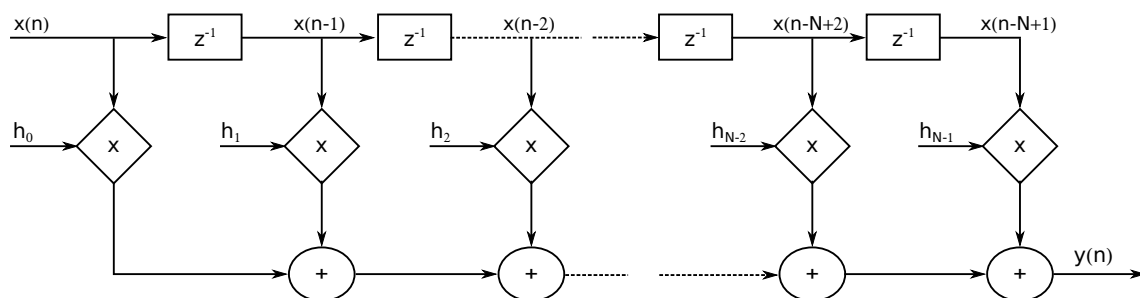


FIGURE C.11 – Structure directe d'une filtre FIR de d'ordre N_{FIR} .

Le signal d'entrée subit une succession de décalages temporels, de multiplications et d'additions.

C.4.2/ STRUCTURE SYMÉTRIQUE

Les coefficients d'un filtre FIR ayant une phase linéaire sont symétriques. Par conséquent, sa structure également.

La FIGURE C.12 illustre cette structure symétrique, où l'on effectue les additions avant les multiplications, ce qui réduit de moitié le nombre d'additionneurs et de multiplieurs.

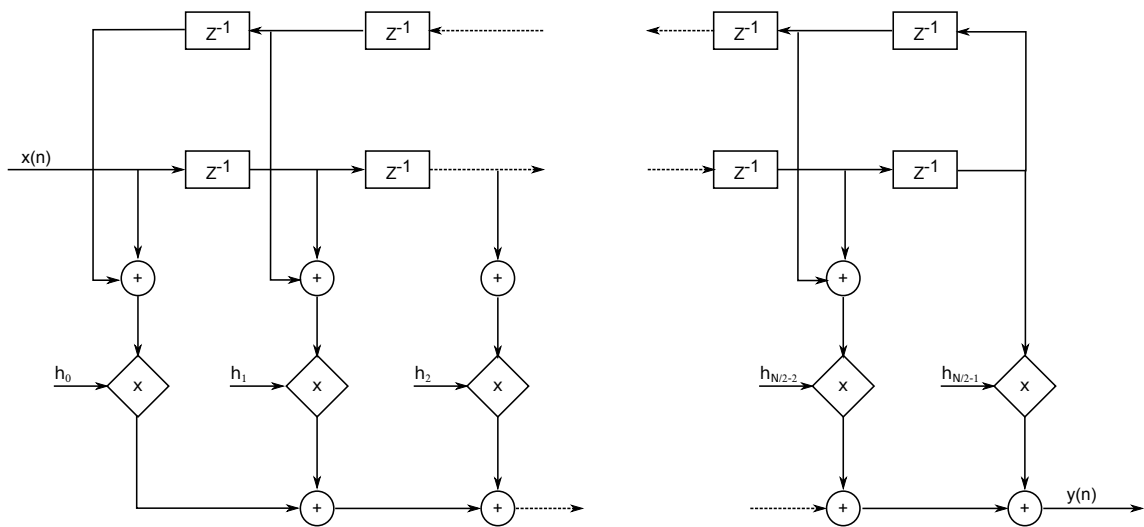


FIGURE C.12 – Structure symétrique d'une filtre FIR de d'ordre N_{FIR} .

C.4.3/ CONCEPTION PLEINE RÉOLUTION - CROISSANCE DE BITS

Soient x et y deux valeurs représentées par deux bus de tailles b_x et b_y . z et t sont les résultats de leurs addition et multiplication respectivement.

Si x et y sont considérés entiers positifs, alors z et t doivent être représentés par les bus b_{x+y} et $b_{x,y}$, tels que :

$$\begin{cases} b_{x+y} \geq \max(b_x, b_y) + 1 \\ b_{x,y} \geq b_x + b_y. \end{cases} \quad (\text{C.13})$$

En effet, si \max_x et \max_y sont les valeurs maximales représentables par les bus de tailles b_x et b_y , alors $\max_x = 2^{b_x}$ et $\max_y = 2^{b_y}$.

Par conséquent, $\max_{x+y} = 2^{b_x} + 2^{b_y}$ et $\max_{x,y} = 2^{b_x} \times 2^{b_y} = 2^{b_x+b_y}$.

Si on applique (C.13) dans le cas des filtres FIRs, le résultat final nécessite une taille de bus bien plus grande, comme le montre la FIGURE C.13.

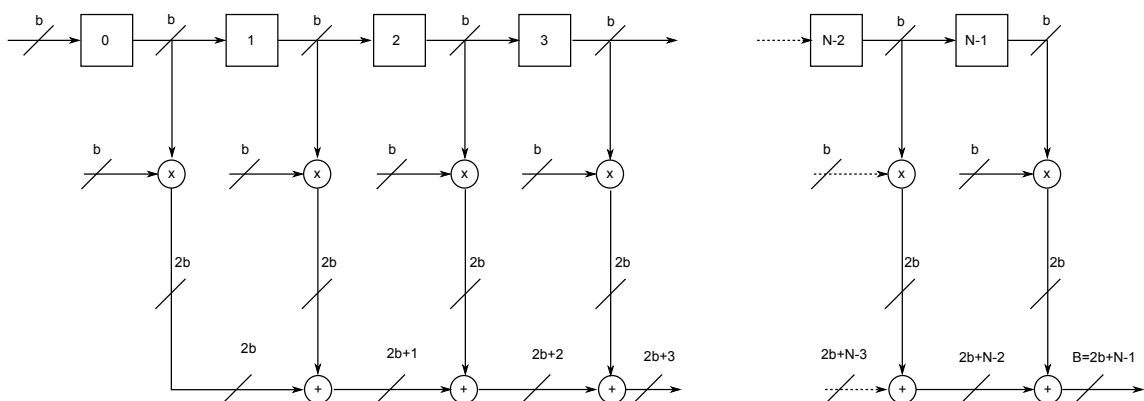


FIGURE C.13 – Croissance de bits dans une structure direct d'un filtre FIR.

À partir de la la FIGURE C.13 et de l'expression (C.13), il est simple de montrer que :

$$B = 2b + N - 1 \quad (\text{C.14})$$

■ **En résumé** – Les opérations effectuées en pleine résolution nécessitent un bus plus large en sortie, l'adoption d'un format fractionnaire résout cette difficulté au détriment de la précision.

C.4.4/ EXEMPLE DE SCHÉMATIQUE SOUS QUARTUS®II

C.4.4.1/ ARCHITECTURE DIRECTE PLEINE RÉOLUTION

Nous montrons par la FIGURE C.14 un exemple d'implantation matérielle de la structure directe (montrée par la FIGURE C.11) en schématique.

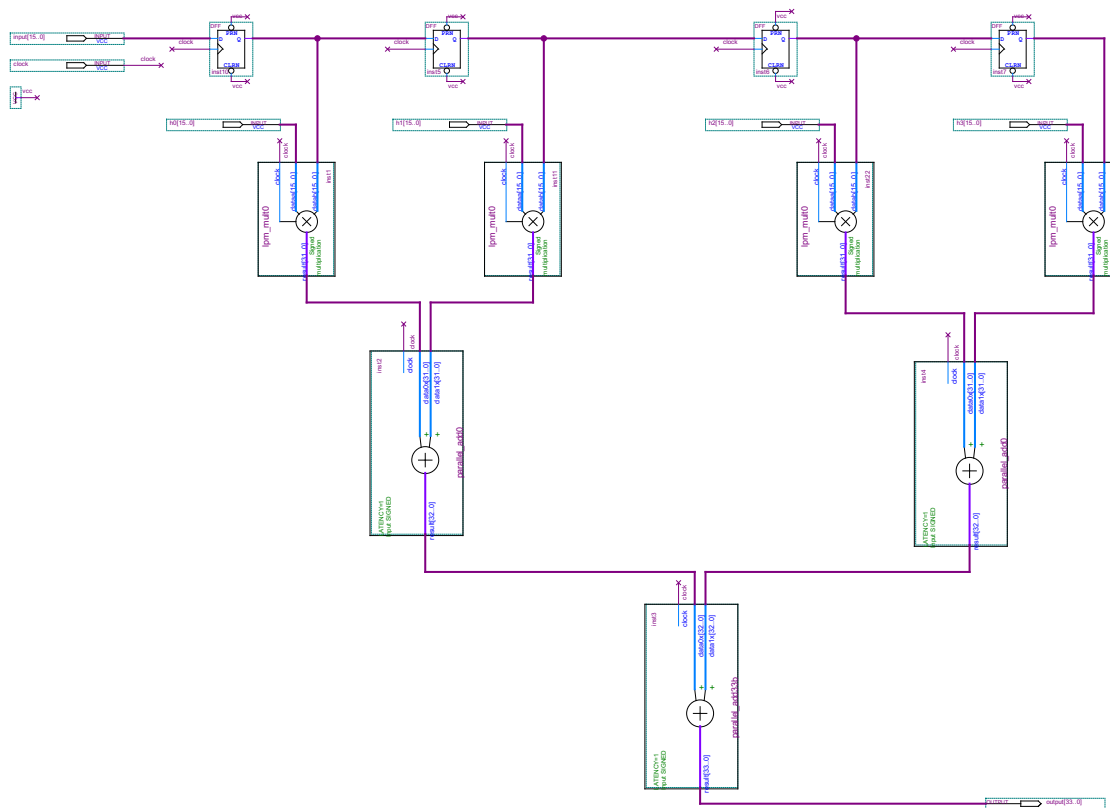


FIGURE C.14 – Schématique de la structure directe du filtre FIR sous QUARTUS®II.

Cette structure à 4 coefficients en pleine résolution met en évidence la problématique de la croissance de bits (bit growth).

Remarque

Techniquement, il est plus simple de concevoir des filtres FIRs dont l'ordre est une puissance de 2 (structure en arbre).

Les ressources matérielles associées sont résumées dans la TABLE C.4

C.4.4.2/ ARCHITECTURE SYMÉTRIQUE PLEINE RÉOLUTION

La structure symétrique (en puissance de deux) a été réalisée en schématique montrée par la FIGURE C.15. Les ressources matérielles associées sont résumées dans la TABLE C.4, cette architecture est également réalisée en pleine résolution.

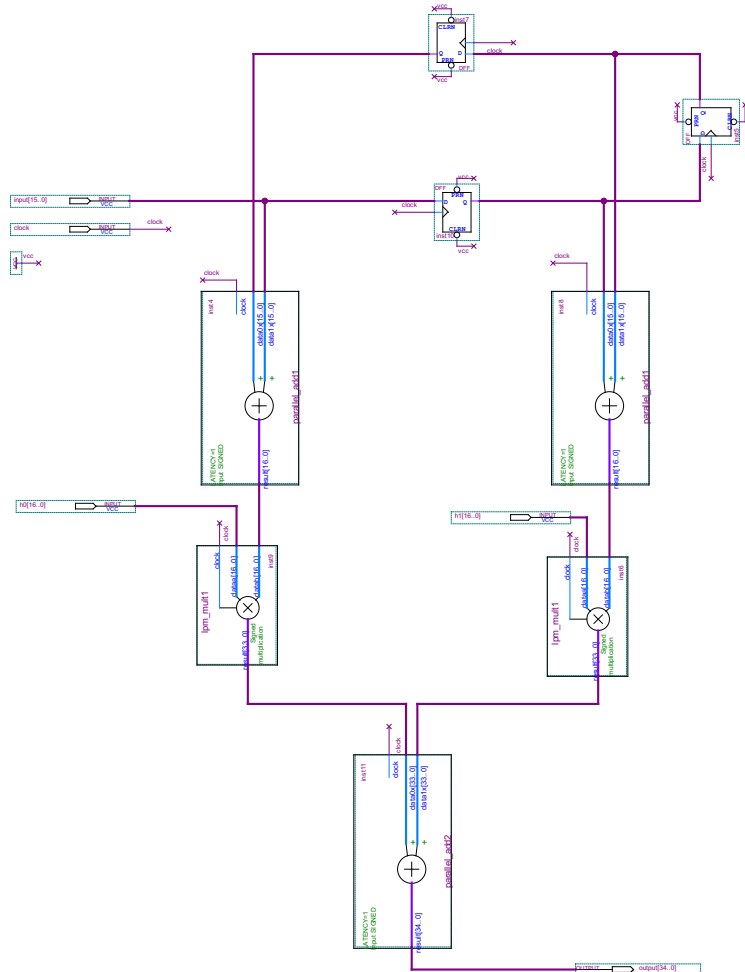


FIGURE C.15 – Schématique de la structure symétrique du filtre FIR sous QUARTUS®II.

Ressources	Structure directe	Structure symétrique
Total logic elements	148 / 114,480 (< 1 %)	85 / 114,480 (< 1 %)
-- Combinational with no register	0	2
-- Register only	48	16
-- Combinational with a register	100	67
Logic element usage by number of LUT inputs		
-- 4 input functions	0	0
-- 3 input functions	97	66
-- <=2 input functions	3	3
-- Register only	48	16
Logic elements by mode		
-- normal mode	3	3
-- arithmetic mode	97	66

Total registers*	148 / 115,813 (< 1 %)	83 / 115,813 (< 1 %)
-- Dedicated logic registers	148 / 114,480 (< 1 %)	83 / 114,480 (< 1 %)
-- I/O registers	0 / 1,333 (0 %)	0 / 1,333 (0 %)
Total LABs : partially or completely used	25 / 7,155 (< 1 %)	7 / 7,155 (< 1 %)
User inserted logic elements	0	0
Virtual pins	0	0
I/O pins	115 / 281 (41 %)	86 / 281 (31 %)
-- Clock pins	3 / 7 (43 %)	2 / 7 (29 %)
-- Dedicated input pins	0 / 9 (0 %)	0 / 9 (0 %)
Global signals	1	1
M9Ks	0 / 432 (0 %)	0 / 432 (0 %)
Total block memory bits	0 / 3,981,312 (0 %)	0 / 3,981,312 (0 %)
Total block memory implementation bits	0 / 3,981,312 (0 %)	0 / 3,981,312 (0 %)
Embedded Multiplier 9-bit elements	8 / 532 (2 %)	4 / 532 (< 1 %)
PLLs	0 / 4 (0 %)	0 / 4 (0 %)
Global clocks	1 / 20 (5 %)	1 / 20 (5 %)
JTAGs	0 / 1 (0 %)	0 / 1 (0 %)
CRC blocks	0 / 1 (0 %)	0 / 1 (0 %)
ASMI blocks	0 / 1 (0 %)	0 / 1 (0 %)
Impedance control blocks	0 / 4 (0 %)	0 / 4 (0 %)
Average interconnect usage (total/H/V)	0% / 0% / 0%	0% / 0% / 0%
Peak interconnect usage (total/H/V)	4% / 5% / 2%	2% / 2% / 2%
Maximum fan-out	156	87
Highest non-global fan-out	2	2
Total fan-out	924	576
Average fan-out	1.71	1.65

TABLE C.4 – Rapport QUARTUS®II d'estimation des ressources pour un filtre d'ordre 4.

La TABLE C.4 montre les économies réalisées en adoptant la structure symétrique.

■ **En résumé** – La structure symétrique nécessite moins de ressources matérielles. Néanmoins, elle ne peut pas être utilisée dans le cas de filtrage à phase non linéaire.

C.4.5/ ARCHITECTURE OPTIMISÉE EN RESSOURCE

Les opérations synchrones créent moins de contraintes temporelles (timing), l'architecture montrée dans la FIGURE C.16 fait appel à des additionneurs et des multiplieurs synchrones, cela permet de s'affranchir des blocs de décalage temporel (bascules) et donc d'économiser davantage des ressources FPGA (Field-Programmable Gate Array).

Cette structure est divisée en cellules composées d'additionneurs et de multiplieurs synchrones. Cette cellule est réalisée en langage VHDL et appelée autant de fois que l'ordre du filtre l'impose.

Les ressources matérielles nécessaires pour un filtre d'ordre 4 sont résumées dans la TABLE C.5, qui les compare à celles d'une structure symétrique en schématique.

Ressources	Structure directe	Structure optimisée
Total logic elements	148 / 114,480 (< 1 %)	112 / 114,480 (< 1 %)
-- Combinational with no register	0	0
-- Register only	48	64
-- Combinational with a register	100	48

Logic element usage by number of LUT inputs

-- 4 input functions	0	0
-- 3 input functions	97	45
-- <=2 input functions	3	3
-- Register only	48	64
Logic elements by mode		
-- normal mode	3	3
-- arithmetic mode	97	45
Total registers*	148 / 115,813 (< 1 %)	112 / 115,813 (< 1 %)
-- Dedicated logic registers	148 / 114,480 (< 1 %)	112 / 114,480 (< 1 %)
-- I/O registers	0 / 1,333 (0 %)	0 / 1,333 (0 %)
Total LABs : partially or completely used	25 / 7,155 (< 1 %)	7 / 7,155 (< 1 %)
User inserted logic elements	0	0
Virtual pins	0	0
I/O pins	115 / 281 (41 %)	97 / 281 (35 %)
-- Clock pins	3 / 7 (43 %)	3 / 7 (43 %)
-- Dedicated input pins	0 / 9 (0 %)	0 / 9 (0 %)
Global signals	1	1
M9Ks	0 / 432 (0 %)	0 / 432 (0 %)
Total block memory bits	0 / 3,981,312 (0 %)	0 / 3,981,312 (0 %)
Total block memory implementation bits	0 / 3,981,312 (0 %)	0 / 3,981,312 (0 %)
Embedded Multiplier 9-bit elements	8 / 532 (2 %)	8 / 532 (2 %)
PLLs	0 / 4 (0 %)	0 / 4 (0 %)
Global clocks	1 / 20 (5 %)	1 / 20 (5 %)
JTAGs	0 / 1 (0 %)	0 / 1 (0 %)
CRC blocks	0 / 1 (0 %)	0 / 1 (0 %)
ASMI blocks	0 / 1 (0 %)	0 / 1 (0 %)
Impedance control blocks	0 / 4 (0 %)	0 / 4 (0 %)
Average interconnect usage (total/H/V)	0% / 0% / 0%	0% / 0% / 0%
Peak interconnect usage (total/H/V)	4% / 5% / 2%	3% / 4% / 2%
Maximum fan-out	156	113
Highest non-global fan-out	2	4
Total fan-out	924	661
Average fan-out	1.71	1.59

TABLE C.5 – Rapport QUARTUS®II d'estimation des ressources pour un filtre d'ordre 4, structure optimisée.

■ **En résumé** – La structure optimisée nécessite encore moins de ressources matérielles, le changement d'ordre du filtre (contrainte industrielle récurrente) est beaucoup plus souple grâce au concept de cellules.

C.5/ CONCEPTION À L'AIDE DES OUTILS ALTERA®

C.5.1/ GESTION DU FPGA : NIOS®II

Le NIOS®II est un microprocesseur embarqué 32 bits destiné aux FPGA d'Altera, il arrive en tête des microprocesseurs embarqués les plus utilisés en industrie. Il est comparable au MICROBLAZE® de XILINX® ou encore LATTICEMICO32® de LATTICE®.

L'architecture du NIOS®II est de type RISC (Reduced Instruction Set Computing), utili-

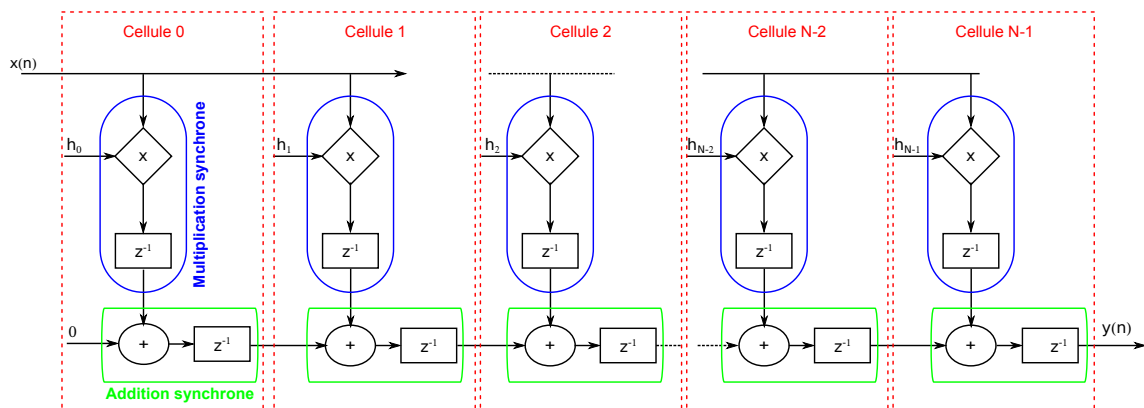


FIGURE C.16 – Structure directe du FIR optimisée pour VHDL.

sant le bus Avalon³, implanté entièrement dans les blocs logiques du FPGA [5]. Ce microprocesseur est configurable via l'interface QSYS qu'on peut voir dans la FIGURE C.17.

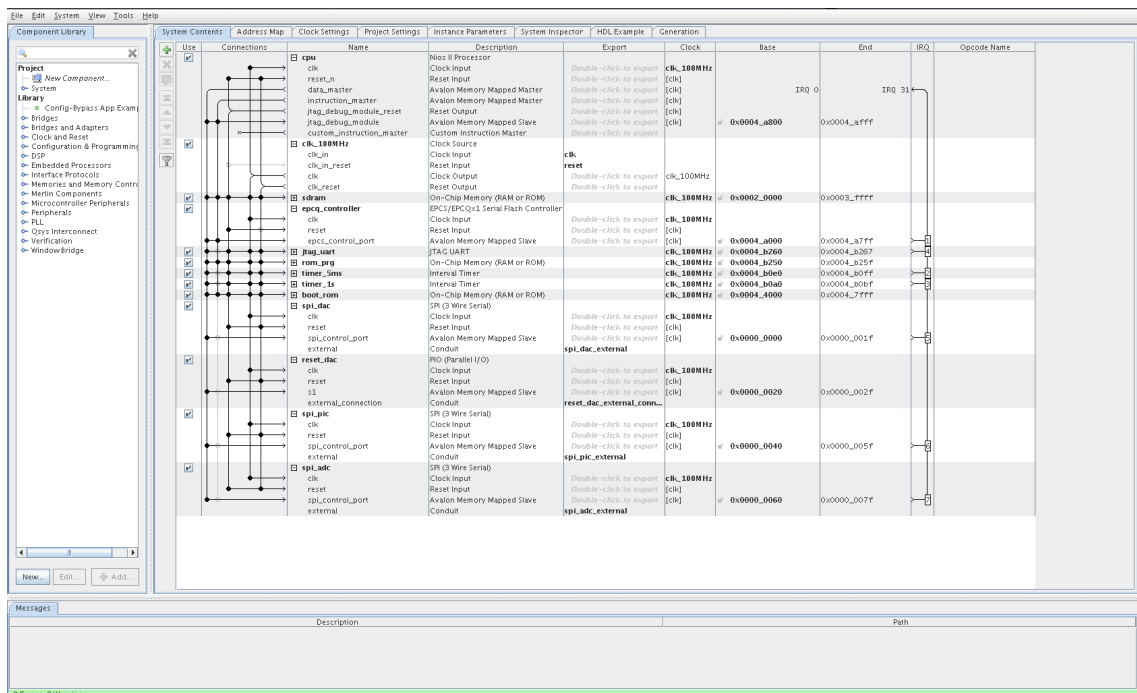


FIGURE C.17 – Capture d'écran de l'interface de configuration du microprocesseur NIOS®II sous QSYS.

Cette interface, détaillée dans le manuel [14], permet de concevoir des microprocesseurs "sur mesure" en fonction du besoin. Plusieurs options sont envisageables, comme la mémoire, la communication, l'horloge, etc.

■ **En résumé** – Le NIOS®II est un outil plus efficace et économique qu'un microprocesseur externe. De plus, il a l'avantage de configurabilité.

3. Un bus développé par Altera et destiné à l'implantation sur FPGA. Ses principaux atouts sont la simplicité de son architecture, une conception prévue pour optimiser l'utilisation des ressources matérielles et un support multi-maîtres.

C.5.2/ GESTION DES HORLOGES : PLL

Une PLL (**Phase-Locked Loop**) est un système de commande à rétroaction qui ajuste automatiquement la phase d'un signal généré localement pour correspondre à la phase d'un signal d'entrée. Les PLLs opèrent en produisant une fréquence de l'oscillateur en fonction de la fréquence d'un signal d'entrée. Dans cet état verrouillé, une légère modification du signal d'entrée apparaît comme un changement de phase entre le signal d'entrée et la fréquence de l'oscillateur. Ce changement de phase est considéré comme un signal d'erreur qui sert à ajuster la fréquence de l'oscillateur. Les PLLs sont souvent utilisés dans des applications de communication à grande vitesse [7].

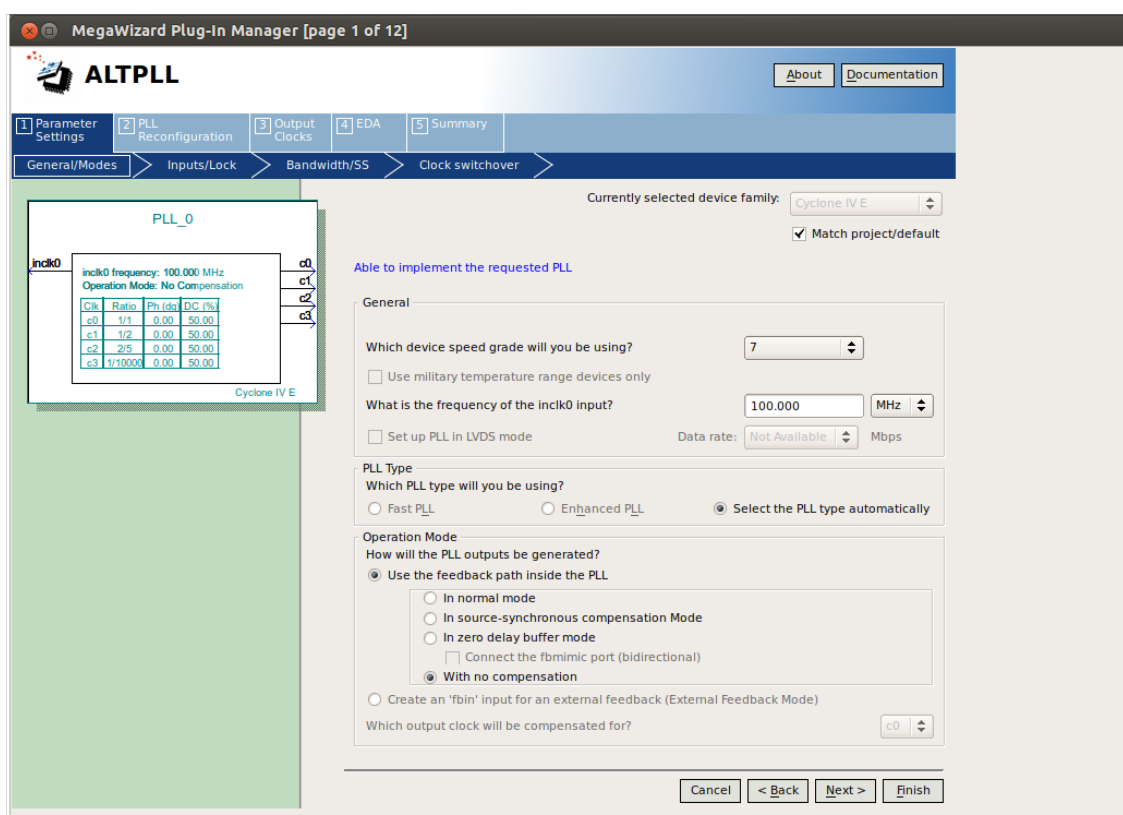


FIGURE C.18 – Capture d'écran de l'interface de configuration de la PLL.

La capture d'écran de la FIGURE C.18 montre un exemple de configuration de cet outil, qui permet la génération de plusieurs horloges (on parle de domaine d'horloge), particulièrement important pour le traitement débit-multiple, et la gestion des périphériques tels que l'ADC (Analog to Digital Converter), le NIOS®II et le DAC (Digital to Analog Converter).

C.5.3/ TRANSPOSITION DE FRÉQUENCE : NCO

Un NCO (**Numerically Controlled Oscillator**) est un générateur numérique synchrone, à temps discret, qui synthétise un signal à valeurs discrètes d'une forme d'onde sinusoïdale. Les NCOs sont généralement utilisés en tant que générateurs de porteuse dans des mélangeurs en quadrature IQ [13].

Dans le contexte de notre étude, ils sont particulièrement utilisés pour la transposition de fréquence de la bande IF (Intermediate Frequency) vers la bande de base et vice-versa.

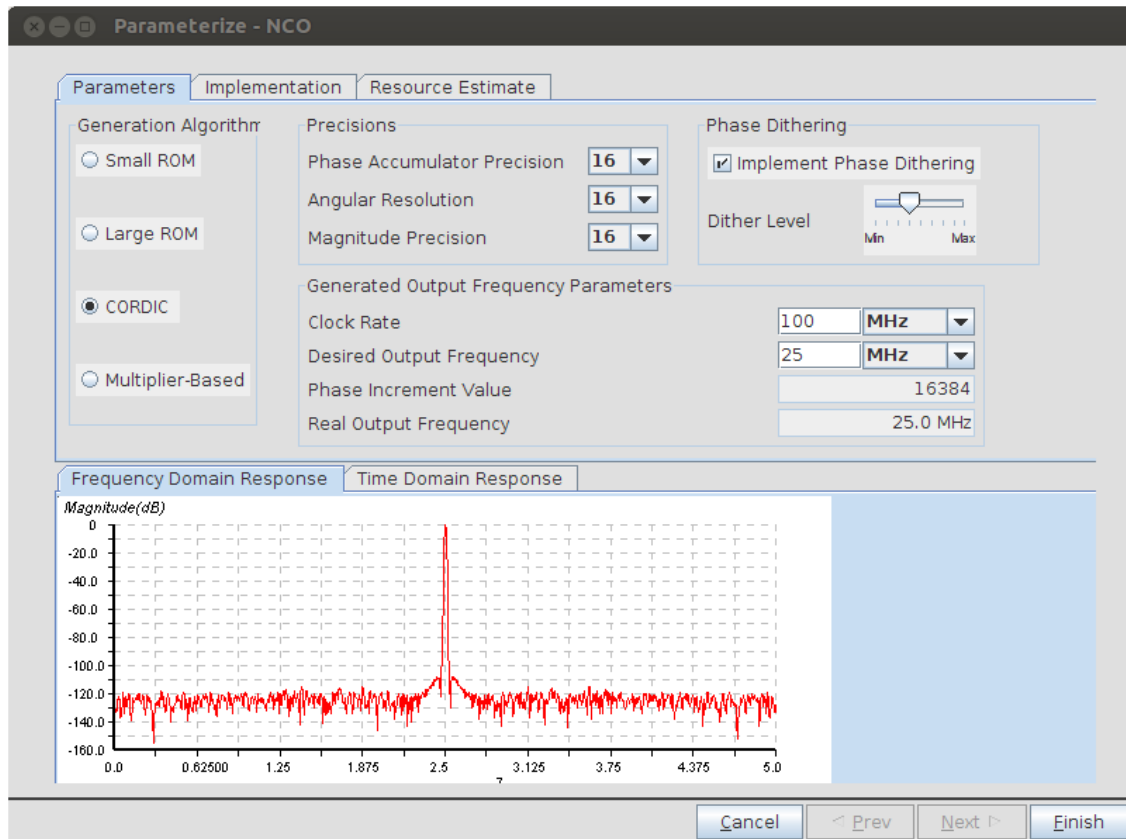


FIGURE C.19 – Capture d'écran de l'interface de configuration du NCO.

La capture d'écran de la FIGURE C.19 montre un exemple de configuration de la PLL via l'outil graphique MegaWizard d'Altera.

■ **En résumé** – Le NIOS®II, la PLL, le NCO et la FFT sont les outils de base, à partir desquels nous avons construit la plupart des design au sein de l'entreprise partenaire.

Remarque

Il est possible de reconstruire ces outils en langage matériel, tel que le VHDL. Néanmoins, leur développement en interne nécessite beaucoup d'investissement.

C.6/ LE GÉNÉRATEUR : **RANDOMHOPPING8CX**

L'observation d'une BTS (Base Transceiver Station) via un analyseur de spectre, sur un intervalle de temps suffisant, montre que les fréquences des porteuses effectuent des sauts selon des séquences pseudo-aléatoires générées par la BTS. De plus, leur amplitude est aléatoirement variable car elle dépend des positions géographiques d'utilisateurs à cet instant⁴. Le nombre d'utilisateurs présents définit le nombre de porteuses à cet ins-

4. Un utilisateur s'approchant de la BTS voit le niveau de son signal augmenter et vice-versa.

tant. Rappelons qu'en GSM (Global System for Mobile Communications) par exemple, chaque utilisateur occupe 1/8 de la durée d'une porteuse, c'est-à-dire qu'un ensemble de 8 utilisateurs présents simultanément définit 1 porteuse. En somme, tous les paramètres du signal provenant de la BTS peuvent être considérés comme étant aléatoires.

Par un jeu de transpositions de fréquence et d'amplifications, nous avons reproduit ce signal par un système appelé **RandomHopping8cx**, qui fournit un signal de sortie caractérisé par :

- Un nombre de porteuses variable de 1 à 8.
- Sauts de fréquence d'une porteuse (ou plusieurs) parmi celles qui sont actives.
- Sauts d'amplitude d'une porteuse (ou plusieurs) parmi celles qui sont actives.
- Sauts selon une séquence prédéfinie ou aléatoire.
- Vitesse des sauts, constante ou variable selon un critère défini.
- Déphasage entre signaux, constant ou variable selon un critère défini.
- Ajout du bruit blanc.
- Contrôle sur la séquence de sauts pour respecter les recommandations d'une norme donnée⁵.
- Appliquer tous les critères précédents simultanément, ...

La FIGUREC.20 montre la schématique du **RandomHopping8cx** sous QUARTUS®II, on y distingue les 8 voies représentant les canaux, également :

- La gestion de la PLL générant les horloges, et celle du DAC.
- Les transpositions assurées par les composants NCO.
- Le filtrage assuré par les filtres FIRs.
- Le microprocesseur assurant la gestion des sauts, la communication, la synchronisation, ...
- Un ensemble de multiplexeurs pour la sélection des signaux.

■ **En résumé** – Nous avons proposé un outil permettant, à partir d'un signal d'entrée, de régénérer plusieurs signaux en sortie, obéissant à certains critères. Ce générateur vise à reproduire les séquences de sauts (fréquence, amplitude, durée et nombre) d'un signal reçu depuis une BTS. Il a permis de valider le système de détection des sauts de fréquence afin d'améliorer le rendement de la solution d'annulation d'écho, en comparant les résultats de sortie aux séquences de sauts jouées.



Remarque

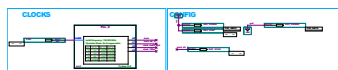
Ce modèle peut être étendu à plus de 8 canaux sans grande difficulté.

C.7/ APERÇU DE L'ARCHITECTURE DU SYSTÈME D'ANNULATION D'ÉCHO

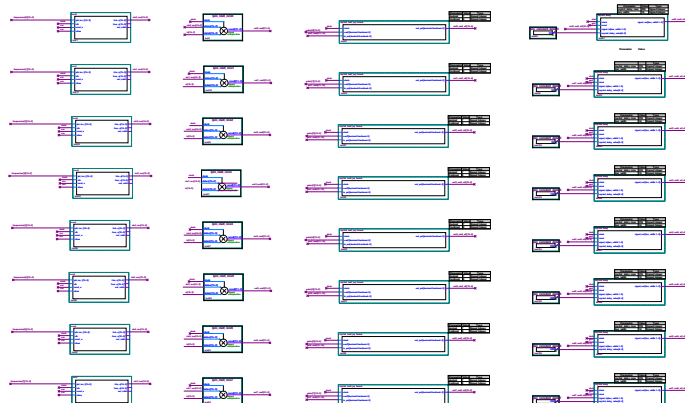
En toute évidence, le principe de cette solution (pratique) d'annulation d'écho reste celui qui a été abordé en théorie et en simulation. Néanmoins, très souvent, les contraintes liées aux plates-formes matérielles imposent des modifications architecturales plus ou moins profondes.

5. Comme dans le cas du GSM par exemple, où deux porteuses ne doivent pas se positionner sur deux canaux adjacents.

PLL et Gestion du DAC



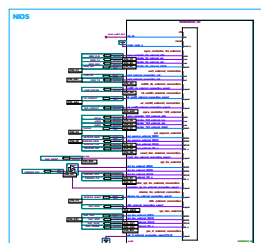
Transposition et filtrage



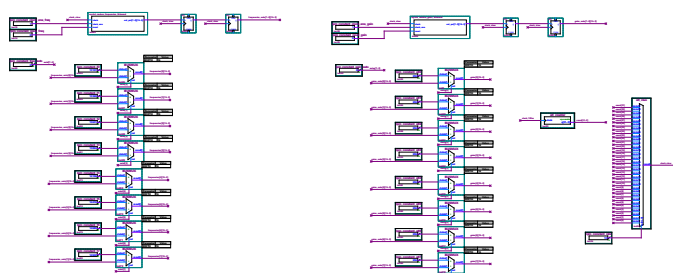
Entrée du signal



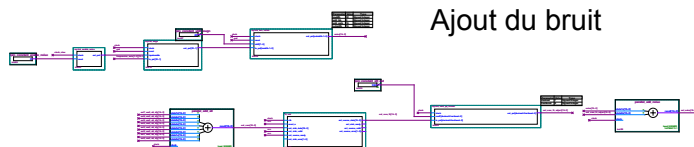
Microprocesseur NIOS



Gestion des sauts



Ajout du bruit



Sortie du signal



FIGURE C.20 – Schématique du **RandomHopping8cx**.

La FIGUREC.21 montre une vue globale du système d'annulation d'écho, on y distingue les fonctions communes à tous les design (le NIOS®II, la PLL, la gestion du DAC, et l'entrée/sortie du signal), mais également :

- La fonction d'annulation d'écho.
- Les blocs d'ajustement des gains.
- Les bascules de synchronisation.

Ce modèle offre la possibilité de désactiver le système d'annulation d'écho et laisser passer le signal tel quel, cette idée est intéressante dans le cas d'une commercialisation avec option de licence.

Le bloc d'annulation d'écho est, lui-même, composé de plusieurs sous-blocs ; nous montrons par la FIGUREC.22 le dernier bloc qui forme une cellule élémentaire d'annulation d'écho de 12 coefficients. On y distingue les deux fonctions élémentaires :

- La mise-à-jour des coefficients, assurée par un système récursif (boucle).
- Filtrage par une structure de FIR.

La cellule de 12 coefficients de la FIGUREC.22 est ensuite répétée autant de fois que le

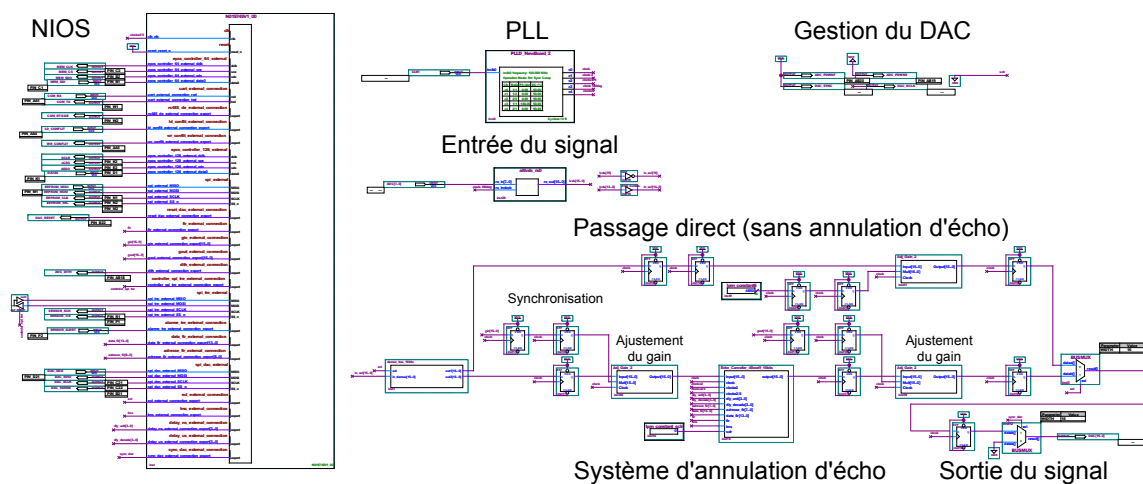


FIGURE C.21 – Schématique (top view) du système d'annulation d'écho.

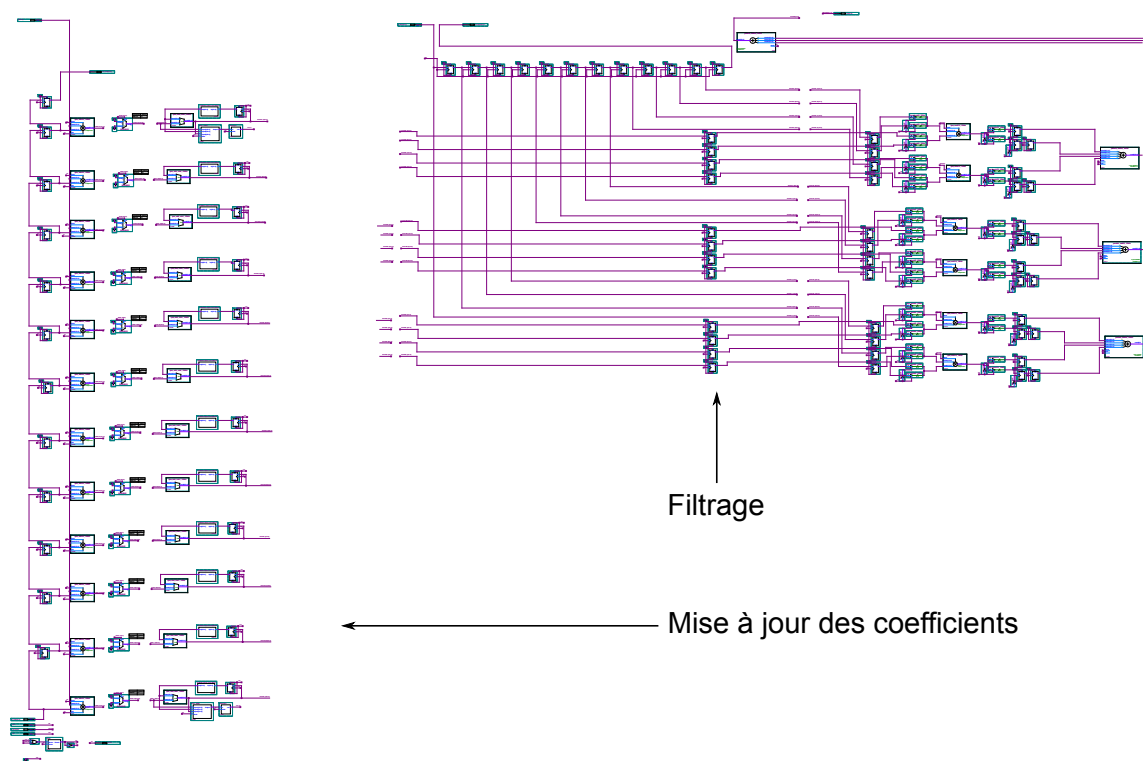


FIGURE C.22 – Schématique d'un bloc élémentaire d'annulation d'écho (12 coefficients).

cahier des charges l'exige, créant ainsi des fenêtres d'annulation plus ou moins larges.

C.8/ DÉTECTION DES SAUTS DE FRÉQUENCE

La FIGURE C.23 montre l'implantation matérielle en schématique du système de détection des sauts de fréquence. Les fonctions principales de ce système sont :

1. La transposition de la fréquence de la bande IF vers la bande de base (en quadra-

ture).

2. Changement du domaine d'horloge (de f_s vers $f_s/4$).
3. Fenêtrage des parties I et Q.
4. Génération du signal de synchronisation de la FFT.
5. Calcul de la FFT complexe en bande de base.
6. Calcul du module au carré de la FFT, c'est-à-dire la DSP.
7. Algorithme de détection des fréquences dominantes.

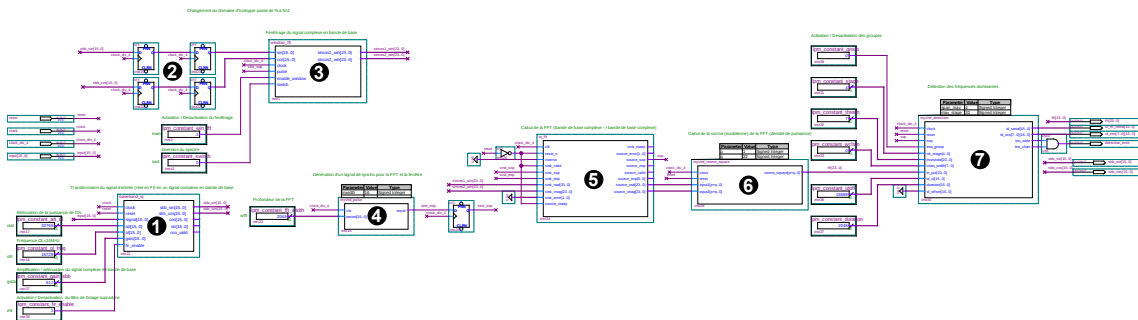


FIGURE C.23 – Vue d'ensemble de l'implémentation matérielle de la détection.

C.8.1/ TRANSPOSITION EN BANDE DE BASE

La transposition de fréquence s'effectue en multipliant le signal d'entrée par un signal généré via le NCO (cf. C.5.3). La FIGURE C.24 montre la schématique de cette transposition, composée des fonctions suivantes :

- Ajustement (gain) du niveau du LO (Local Oscillator).
- Ajustement (gain) du niveau du signal d'entrée.
- Multiplication du signal (transposition).
- Élimination des fréquences images par filtrage.
- Ajustement du niveau du signal en bande de base.

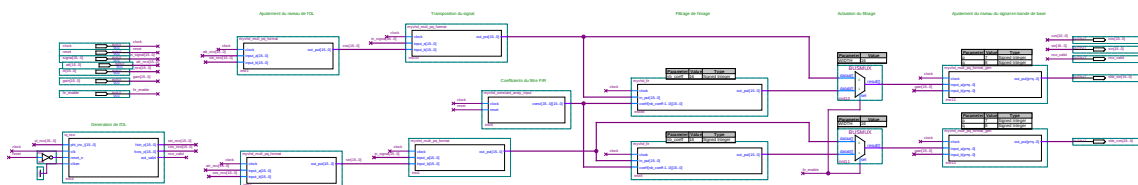


FIGURE C.24 – Implémentation de la transposition du signal en bande de base.

Toutes ces fonctions sont appliquées sur les voies I et Q.

C.8.2/ FENÊTRAGE

Le fenêtrage s'applique également sur les deux voies I et Q, par la multiplication du signal par une des fenêtres d'apodisation. La FIGURE C.25 montre la schématique du fenêtrage.

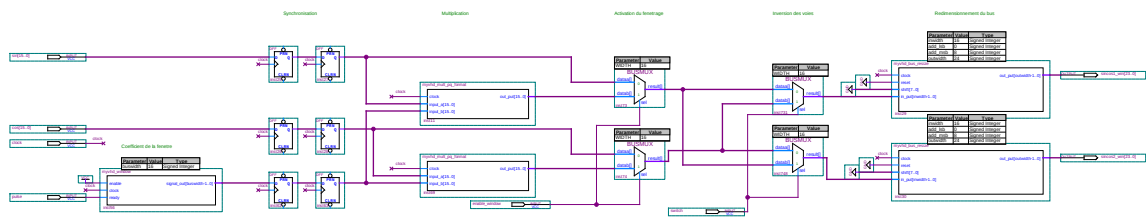


FIGURE C.25 – Implémentation matérielle du fenêtrage.

Les valeurs de la fenêtre sont fournies par un programme VHDL qui, à chaque instant, génère la valeur d'apodisation attendue, cette valeur est multipliée ensuite par le signal d'entrée, le résultat est ensuite ajusté en amplitude.



Remarque

Le détail de l'implantation matérielle de la détection et de toutes les autres fonctions développées pendant ce projet de doctorat peut s'avérer très long. Dans la suite, nous résumons les fonctions principales sans rentrer dans le détail.

C.9/ QUELQUES MODULES DE LA LIBRAIRIE VHDL

Durant ces années de doctorat, nous avons développé un nombre important de modules "matériels", majoritairement en VHDL, utiles au contexte du traitement du signal pour les télécommunications, ces fonctions sont regroupées dans une librairie VHDL. La TABLE C.6 regroupe quelques unes de ces fonctions.

Module	Entrées	Sorties	Description
bus_select	clock, reset, input, shift	output, error	Sélectionner, en temps réel, un bus de taille M dans un bus de taille $N \leq M$, en rajoutant des bits LSB et MSB (en generic). Les conséquences sur les valeurs de sorties pourront être des multiplications, ou des divisions par des puissances de 2. Cet outil est particulièrement utile dans le cas du Bit growth. La sortie "error" passe à 1 si $N < M$. Le signal "reset" permet d'initialiser le système.
centroid	clock, reset, start, stop	output	Calcule la valeur du centroïde d'un ensemble de valeurs, délimité par les signaux "start" et "stop"
detection	clock, reset, input, span	output	Détecte le maximum des valeurs comprises dans l'intervalle $[t, t+span]$, la sortie "output" renvoie le rang de ce maximum dans l'intervalle.
fir_filter	clock, reset, input, coefficients	output	Crée une structure directe d'un filtre FIR de taille donnée (précisée dans le generic), l'entrée "coefficients" est un vecteur de bus contenant les coefficients à multiplier par les résultats des décalages successifs. La sortie "output" est la somme des produits, c'est-à-dire le signal filtré.
moving_average	clock, reset, input, span	output	Le signal "output" est la moyenne glissante de profondeur "span" du signal d'entrée.

multirate_arith	clock_fast, clock_slow, array_a, array_b, reset	array_c, error	Dans un système débit-multiple, cette fonction réalise les opérations arithmétiques d'addition et de multiplication des données des vecteurs d'entrée "array_a" et "array_b" en les sérialisant et en cadencant les opérations à "clock_fast". Le résultats sont ensuite dé-sérialisés vers la sortie "array_c" et cadencés à clock_slow. Le signal d'erreur passe à un si les tailles des vecteurs d'entrée et de sortie ne sont pas homogènes.
serial2parallel	clock, reset, input, flag	output1, output2, ..., error	Dirige l'entrée "input" vers les sorties "output" selon le signal "flag" qui doit être périodique, dont la période est en adéquation avec le nombre de sorties. Le signal "error" passe à 1 si ces conditions ne sont plus satisfaites.
variable_delay	clock, reset, input, delay	output	Retard variable du signal. c'est-à-dire selon la valeur du signal "delay", le signal "output" est retardé de "delay" cycles d'horloge.
window	clock, reset, period	output	À chaque front montant du signal "clock", la sortie "output" fournit une valeur de la fenêtre d'apodisation. Le procédé est répété chaque "period" cycles de "clock".

TABLE C.6 – Quelques modules de la librairie VHDL.

LES ACTEURS DU PROJET CIFRE

Cette annexe présente l'entreprise partenaire, le partenaire industriel de ce projet de doctorat, ainsi que les différents acteurs du projet CIFRE.

Sommaire

D.1 Le dispositif CIFRE	341
D.2 L'association ANRT	341
D.3 L'entreprise partenaire	342
D.3.1 Données générales	342
D.3.2 Historique/Dates clés	343
D.3.3 Lignes de produit/Dates clés	343
D.3.4 Management de la Qualité	344
D.3.5 Politique Environnement	345
D.3.5.1 Démarche de certification ISO14001	345
D.3.6 Ressources humaines	345
D.3.7 Recherche & Développement	345
D.3.8 Références	346
D.3.8.1 Secteur ferroviaire	346
D.3.8.2 Secteur des télécommunications	346
D.4 Le laboratoire LE2I	347

D.1/ LE DISPOSITIF CIFRE

Le dispositif CIFRE (**C**onvention **I**ndustrielle de **F**ormation par la **R**echerche) permet à l'entreprise de bénéficier d'une aide financière pour recruter un jeune doctorant dont les travaux de recherche, encadrés par un laboratoire public de recherche, conduiront à la soutenance d'une thèse. Les CIFREs associent trois partenaires :

- une entreprise, qui confie à un doctorant un travail de recherche objet de sa thèse ;
- un laboratoire de recherche, extérieur à l'entreprise, qui assure l'encadrement scientifique du doctorant ;
- un doctorant, titulaire d'un diplôme conférant le grade de master.

L'entreprise recrute en C.D.I. ou C.D.D. de 3 ans le doctorant, et lui confie un projet de recherche objet de sa thèse. Elle reçoit pendant 3 ans de l'ANRT (**A**ssociation **N**ationale de la **R**echerche et de la **T**echnologie), au nom de l'Etat, une subvention annuelle. Un contrat de collaboration est établi entre l'entreprise et le laboratoire spécifiant les conditions de déroulement des recherches et les clauses de propriété des résultats obtenus par le doctorant.

Le dispositif CIFRE est garant d'un bon déroulement de la thèse (93% des doctorants, toutes disciplines confondues, soutiennent leur thèse) dans de bonnes conditions financières pour le doctorant.

Depuis 1981, le dispositif CIFRE a accompagné la soutenance de plus de 17 000 thèses. Il a associé 7 500 entreprises et 4 000 équipes de recherche dans de très nombreux secteurs d'activité et domaines scientifiques¹.

D.2/ L'ASSOCIATION ANRT

L'Association Nationale de la Recherche et de la Technologie rassemble les acteurs publics et privés de la recherche et de l'innovation. Ses trois actions principales sont les Conventions CIFRE, la plate-forme de prospective FutuRIS et, avec le service Europe, l'amélioration des pratiques de recherche partenariale.

Créée en 1953 à partir d'un "comité français de liaison des centres et instituts de recherche technique", elle s'est ouverte immédiatement à tous les organismes publics ou privés faisant de la recherche technique ou s'y intéressant. L'arrêté ministériel du 16 octobre 1953 qui la reconnaissait comme représentative de la recherche technique en France lui donnait comme but "d'assurer la promotion de la recherche technique, d'aider ses membres collectivement dans leurs activités de R&D, de les représenter auprès des pouvoirs publics, des organismes français et internationaux".

Tout en remplissant cette fonction, l'ANRT a engendré de nombreuses structures de concertation qui ont ensuite pris leur autonomie :

- une cinquantaine de commissions techniques,
- des associations faisant le lien avec d'autres pays (AFSR, SFJTI, AFIRIT, ...),
- un congrès IDT sur l'information professionnelle, devenu en 2004 i-expo.

Les Conventions Industrielles de Formation par la Recherche ont été lancées en 1981, et l'activité d'information sur les programmes européens en 1983².

1. Source : <http://www.enseignementsup-recherche.gouv.fr>

2. Source : <http://www.anrt.asso.fr>

D.3/ L'ENTREPRISE PARTENAIRE

L'entreprise partenaire se positionne comme concepteur, fabricant et distributeur de produits et systèmes professionnels pour les opérateurs et équipements de :

- Téléphonie mobile (2G / 3G / 4G).
- Radiocommunication professionnelle.
- Broadcast : Télévision Analogique et Numérique.
- Radio FM et Numérique.



D.3.1/ DONNÉES GÉNÉRALES

La TABLE D.1 résume les données générales de l'entreprise partenaire.

Type de société	Société Anonyme (SA)
Capital	1.2 M€
CA 2011	13.0 M€
Prévision CA 2012	13.0 M€
Effectif 2011	84 employés
Siège social et usine	Prades (66)
Direction Commerciale	Saint-Ouen-l'Aumône (95)
Centres de R&D. Production et logistique	Prades & Saint-Ouen-l'Aumône
Support Client / SAV	Prades & Saint-Ouen-l'Aumône
Certification/Qualité	ISO9001V2000

TABLE D.1 – Données générales de l'entreprise partenaire relatives à l'année 2011.

D.3.2/ HISTORIQUE/DATES CLÉS

L'entreprise partenaire est l'héritière de la société SOFRER créée en 1970, la TABLE D.2 résume son historique :

2011 à 2013	Renforcement du chiffre d'affaires export - Objectif 20% à 40%
2010	Rénovation et agrandissement du siège social / site de production 1500 m ² à 3400 m ² Changement de locaux de l'agence de Paris/Cergy
2008	Positionnement de l'entreprise partenaire comme leader européen de la résorption de zone d'ombre Indoor et Outdoor
2006	3ème année consécutive de forte croissance du C.A. et du Résultat
2004	Certification ISO9001 version 2000
2003	Délocalisation d'une usine de production en Région Pyrénées-Orientales
2002	Restructuration et repositionnement de la société sur son périmètre d'activité
2000	Le nouveau périmètre de l'entreprise partenaire SA regroupe les activités de l'entreprise partenaire SA et celles du département produits de SOFRER SA
1995	Reprise par SOFRER SA de Space Emetteurs Sarl qui deviendra l'entreprise partenaire, société spécialisée dans l'étude et le développement d'Émetteurs de Télévision
1980	Création du département produits de SOFRER SA fabricant de matériels passifs VHF (Very High Frequency) et UHF (Ultra High Frequency) de forte puissance pour la Radio et la Télédiffusion
1970	Création de SOFRER SA agissant en qualité d'ingénieur de représentant de matériels hyperfréquences

TABLE D.2 – Historique de l'entreprise partenaire.

D.3.3/ LIGNES DE PRODUIT/DATES CLÉS

Depuis sa création, les produits proposés par l'entreprise partenaire ont beaucoup évolué. Voir la TABLE D.3 :

2014	Répéteur entièrement numérique : DigiRep®
2013	Généralisation des applications numériques
2012	Brevet de pré-distorsion numérique
2011	Brevet de Cellule Longue GSM (Global System for Mobile Communications) permettant une qualité de réception mobile à 300 km/h
2010	Répéteurs GSM-R (GSM Railway). Optimisation de Multiplexage TNT (Télévision Numérique Terrestre) de petite puissance. Harmonisation de la supervision HTTP (Hypertext Transfer Protocol), SNMP (Simple Network Management Protocol) pour tous les produits
2009	Répéteurs TETRA (TErrestrial Trunked RAdio). Répéteurs TNT en coffret optimisé pour les petites puissances (besoin collectivités)
2008	Gamme de Filtrage/Multiplexage RNT (Radio Numérique Terrestre) de forte puissance
2007	Répéteurs TNT 10 W
2006	Répéteur GSM-UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) de nouvelle technologie
2005	Gamme de Filtrage/Multiplexage TNT de forte puissance (pour le réseau principal)
2004	Nouvelle génération de répéteurs GSM-UMTS à bande sélective
2003	Duplexeurs / triplexeurs GSM- UMTS
2001	Acquisition du département produits de SOFRER (produits passifs et préssuriseurs)
1999	GSM micro-répéteurs
1998	Ligne de produits TMA (Tower Mounted Amplifier)-1800
1997	Ligne de produits : Répéteurs GSM
1997	Ligne de produits GSM-900 - Amplificateur TMA-900
1995	Ligne de produits émetteurs, répéteurs et rediffuseurs de télévision analogique tous standards (jusqu'à 1000 W)

TABLE D.3 – Historique de la production au sein de l'entreprise partenaire.

D.3.4/ MANAGEMENT DE LA QUALITÉ

La démarche Qualité est une priorité pour l'entreprise partenaire et constitue un indice de performance. La certification ISO9001 obtenue en 2004 est la reconnaissance d'une réelle prise de conscience et d'un travail de groupe dans ce sens. Au-delà de cette priorité inscrite dans la durée, il est une volonté d'évolution permanente du Système de Management de la Qualité pour en améliorer les bienfaits sur la performance de l'entreprise et aussi pour suivre les évolutions du contexte, des normalisations, des directives, des recommandations et des réglementations. Les axes principaux de notre Politique Qualité sont les suivants :

- Écoute et satisfaction client.
- Optimisation des performances.
- Amélioration de la rentabilité.
- Amélioration continue du Système de Management de la Qualité.

D.3.5/ POLITIQUE ENVIRONNEMENT

Nous avons entamé les démarches dès 2005 par la formation d'un groupe de travail qui a établi et appliqué des actions permettant de fournir des produits conformes dès le premier juillet 2006. Une étiquette "RoHS compliant" est apposée sur tous nos produits.

D.3.5.1/ DÉMARCHE DE CERTIFICATION ISO14001

Une démarche de certification ISO14001 a été mise en place avec comme objectif 2012. Elle a été pilotée par le responsable qualité.

Tous les gestes élémentaires que l'ensemble du personnel est à même de suivre ont été regroupés dans une note sur le respect de l'environnement disponible sur notre réseau.

Pour l'essentiel, cette note incite le personnel à :

- limiter la consommation de papier en limitant les impressions, en favorisant les recto-verso, en limitant les fax,
- trier les papiers propres et les déposer dans les bacs prévus à cet effet,
- trier les autres déchets dans les containers et poubelles séparés (déchets ménagers, cartons, aluminium, cuivre, laiton, câbles, cartes électroniques, piles, encre, toner...),
- limiter la consommation d'électricité, de carburant, d'eau,
- optimiser l'emballage,
- favoriser l'achat de produits respectueux de l'environnement.

D.3.6/ RESSOURCES HUMAINES

Service	Encadrement	Techniciens / Ouvriers
R&D	1 doctorant en contrat CIFRE et 7 ingénieurs	6 techniciens supérieurs
Système	1 docteur Université de Limoges	
Commerce	4 ingénieurs technico-commerciaux	
Production	1 ingénieur ENSICAEN	10 techniciens supérieurs et 5 ouvriers

TABLE D.4 – Ressources humaines au sein de l'entreprise partenaire.

D.3.7/ RECHERCHE & DÉVELOPPEMENT

La Recherche & Développement est le cœur de l'activité de l'entreprise partenaire : plus d'1,3 M€ y sont investis chaque année. Cela permet à l'entreprise partenaire de se positionner comme une entreprise de haute technologie et d'innovation.

Pour certains programmes, l'entreprise partenaire bénéficie d'aides publiques, ce qui fut notamment le cas pour le programme de répéteurs **TETRA**.

L'entreprise partenaire entretient des liens avec le milieu universitaire français et européen et participe à la formation des jeunes générations en accueillant en son sein des doctorants et des stagiaires de grandes écoles ou d'universités.

Les savoir-faire de l'entreprise partenaire sont multidisciplinaires :

- Conception des cartes électroniques analogiques et/ou numériques.
- Conception mécanique.
- Conception RF : coupleurs, filtres, multiplexeurs, ...
- Conception système.
- Développement logiciel : traitement du signal sur FPGA (Field-Programmable Gate Array) et Microprocesseurs, le contrôle/commande (micro-contrôleur) et supervision (Interfaces Homme-Machine, Serveurs de supervision).
- Logiciels de conception : AUTODESK®, MECHANICAL DESKTOP 2009®, AUTODESK INVENTOR®, ALTERA QUARTUS II®, MATLAB SIMULINK®, ...

D.3.8/ RÉFÉRENCES

D.3.8.1/ SECTEUR FERROVIAIRE



ORANGE a équipé une ligne à grande vitesse sur une zone proche de Nancy avec des répéteurs GSM RF/FO de l'entreprise partenaire.



Dans le domaine ferroviaire, nous réalisons des produits permettant le fonctionnement des métros sans pilote pour la société ALSTOM. Nous avons notamment réalisé ce matériel pour les métros de Singapour, Lausanne et Pékin.

D.3.8.2/ SECTEUR DES TÉLÉCOMMUNICATIONS



Les équipes de l'entreprise partenaire sont déjà intervenues en France et en Europe sur plus de 3000 sites répéteurs, ainsi que chez plus de 25 opérateurs africains, en assistance et en formation.

■ **En résumé** – Forte de son expérience et de sa notoriété dans le monde des répéteurs TV et GSM depuis plus de 20 ans, l'entreprise partenaire propose depuis 2010 une gamme complète de répéteurs.

L'entreprise partenaire se distingue par :

- Des équipements fiables, robustes et innovants,
- Une expertise reconnue pour la conception et l'installation de matériels destinés aux zones confinées et aux environnements difficiles,
- Une maîtrise complète des équipements, de la conception à l'installation,
- Une écoute et un suivi personnalisé avec un interlocuteur unique dédié,
- Un accompagnement à tous les stades du projet, de l'étude à la maintenance opérationnelle,
- Une présence locale, avec 2 bases d'interventions à Prades pour la région Sud, et en Région Parisienne pour la région Nord,
- Une réactivité immédiate, rapide et efficace,
- Une formation, d'une documentation et d'une hotline 365/24/7 en langue française et anglaise,
- Une conception et d'une fabrication française.

D.4/ LE LABORATOIRE LE2I

Le laboratoire d'Électronique, d'Informatique et de l'Image (Le2i) est un laboratoire de recherche sous tutelle de l'Université de Bourgogne et du CNRS. Après avoir été reconnu Formation de Recherche en Evolution (F.R.E.) en 2001, il est devenu Unité Mixte de Recherches (U.M.R. 5158) en 2003, a été reconduit en 2007 et en janvier 2012 (U.M.R. 6306). Avec 61 enseignant-chercheurs producteurs proposés au bilan pour la période d'activité 01/01/2006-01/05/2010, 14 ingénieurs techniciens et personnels d'encadrement administratif statutaires, et 90 doctorants et post-doctorants (au 29/06/2011), le LE2I est le seul laboratoire en Sciences et Technologies de l'Information et des Communications (STIC) de la région Bourgogne. Il couvre un large spectre d'activités au sein de trois départements, Informatique, Electronique et Vision.

Le département ELECTRONIQUE a confirmé sa position de leader national et international (axe Signal non Linéaire) en continuant à publier dans les meilleures revues du domaine. Le thème ARCHI a hissé son niveau de publication (IEEE Solid States Circuit, IEEE Neural Networks, ...) et devrait rivaliser avec les meilleures équipes du domaine dans le prochain contrat. Le département VISION est en phase de passer pour ce qui concerne la visibilité, du plan national au plan international. Les indicateurs sont des publications dans les meilleures revues de la disciplines (IEEE PAMI, IEEE Signal Processing Letters IEEE Measurement Sciences and Instrumentation, Optics Express, Pattern Recognition, etc.), des collaborations pérennes et fructueuses avec d'excellents laboratoires étrangers (Université de Knoxville, USA (M. Abidi, T.L. Ferrell), Université de Vanderbilt, USA (A. Aldroubi), Oka Ridge National Laboratory (K. Tobin, S. Gleason), CSIRO, Australie, (P. Bourgeat, O. Salgado), Université de Gérone (J. Salvi, R. Marti), la sollicitation pour l'organisation de conférences internationales récurrentes SPIE (USA), IEEE SITIS (Indonésie, Malaisie, Cameroun...), OSAV (Russie) ou la participation à l'"editorial board" de très bons journaux du domaine. Sur le plan thématique, le laboratoire Le2i a su affirmer sa détermination à fédérer autour de l'"Image" tous les chercheurs bourguignons des sections CNU27/61 et 63 malgré leur dispersion sur les différents sites de l'Université de Bourgogne (Dijon, Le Creusot, Auxerre, Chalon sur Saône, Nevers) et leurs diverses filières d'enseignement. Il a également su s'entourer de collègues d'autres sections (mécanique, mathématique appliquées) pour structurer sa recherche et s'ouvrir sur des domaines connexes (métrologie pour l'aspect numérisation 3D, topologie pour l'immersion virtuelle).

Le partenariat socio-économique est centré sur des contrats de collaboration qui génèrent une activité de publications et des dépôts de brevets (5 sur le dernier quadriennal), en étroite collaboration avec des plateformes technologiques labellisées et la filiale de l'Université. Le CA généré par le laboratoire est en constante augmentation depuis 10 ans. Le laboratoire a créé ou incubé 6 entreprises pendant le dernier quadriennal (Dynamic3D, EyeNetics, Fovea, Revenge, LongCat, Onsitu) et continué un partenariat fort (financement CIFRE, projet Européen) avec l'entreprise ACTIVE3D créée en fin du dernier contrat (2005). Le laboratoire via son axe de recherche Immersion Virtuelle co-habilité avec Arts et Métiers Paris Tech, bénéficie du Label CARNOT. Le laboratoire collabore avec les plus grands groupes industriels³.

3. Source : <http://www.le2i.cnrs.fr>

ALBERT EINSTEIN disait :

"La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. Ici, nous avons réuni théorie et pratique : Rien ne fonctionne... et personne ne sait pourquoi !". Nous l'avons vécu des fois ! Heureusement, la plupart du temps, lorsque nous réunissions la théorie et la pratique : Tout fonctionnait... et nous savions pourquoi.

Résumé :

Le déploiement des répéteurs iso-fréquence est une solution économique pour étendre la couverture d'un émetteur principal aux zones d'ombre. Cependant, ce mode de déploiement fait apparaître le phénomène des échos radio-fréquence entre antennes d'émission et de réception du répéteur. Selon les standards, un écho aussi faible soit-il réduit le débit de la liaison radio, tandis qu'un écho fort fait courir au répéteur le risque d'endommager ses circuits électroniques, ces risques sont dûs aux ondulations de puissance créées par les échos.

L'objectif de cette thèse à caractère industriel est d'étudier ce phénomène naturel en considérant des signaux provenant de différents standards des télécommunications. Cette étude permet une caractérisation des échos radio-fréquence pour mieux s'orienter vers une solution optimisée et industriellement réalisable.

Nous nous sommes orientés vers la solution du traitement du signal avancé en favorisant le filtrage adaptatif pour sa rapidité de convergence et sa simplicité relative d'implantation matérielle. Les circuits reconfigurables sont retenus pour leur prix et leur souplesse. L'implantation des solutions est effectuée en virgule fixe afin de satisfaire les exigences de réactivité.

Durant la mise en œuvre de la solution anti-écho, nous avons proposé une multitude de solutions numériques souples et fiables. À partir de ce constat, notre partenaire industriel a décidé de généraliser ce mode de traitement par le développement, la fabrication et la commercialisation de répéteurs de nouvelle génération entièrement numériques.

Mots-clés : Répéteur, Couverture, Iso-fréquence, Annulation d'écho, Filtre adaptatif, Détection, Pré-distorsion, FPGA, Microprocesseur.

Abstract:

On-frequency repeaters are a cost-effective solution to extend coverage and enhance wireless communications, especially in shadow areas. However, coupling between the receiving antenna and the transmitting antenna, called radio frequency echo, increases modulation errors and creates oscillations in the system when the echo power is high. According to the communication standards, extremely weak echoes decrease the transmission rate, while strong echoes damage electronic circuits because of power peaks.

This thesis aims at characterizing the echo phenomenon under different modulations, and proposing an optimized solution directly integrated to industry. We have turned to digital solutions especially the adaptive because of their high convergence rate and their simplicity to be implemented. The programmable circuits are chosen for their attractive price and their flexibility.

When implementing echo cancellation solution, we proposed several reliable solutions, showing that digital processing is much more beneficial. For this reason, digital solutions are generalized, and the new generation of repeaters is fully digital.

Keywords: Repeater, Coverage, On-frequency, Echo cancellation, Adaptive filtering, Detection, Predistortion, FPGA, Microprocessor.

